fare elettronica
n.349 - Novembre 2014

computer-on-board

BANANA PI

Scopri tutta la sua potenza!

TEMPERATURA

Usa un PIC per leggerla con precisione di 0,1°C

Realizziamo un duplicatore di tensione

Display 7 segmenti con FPGA

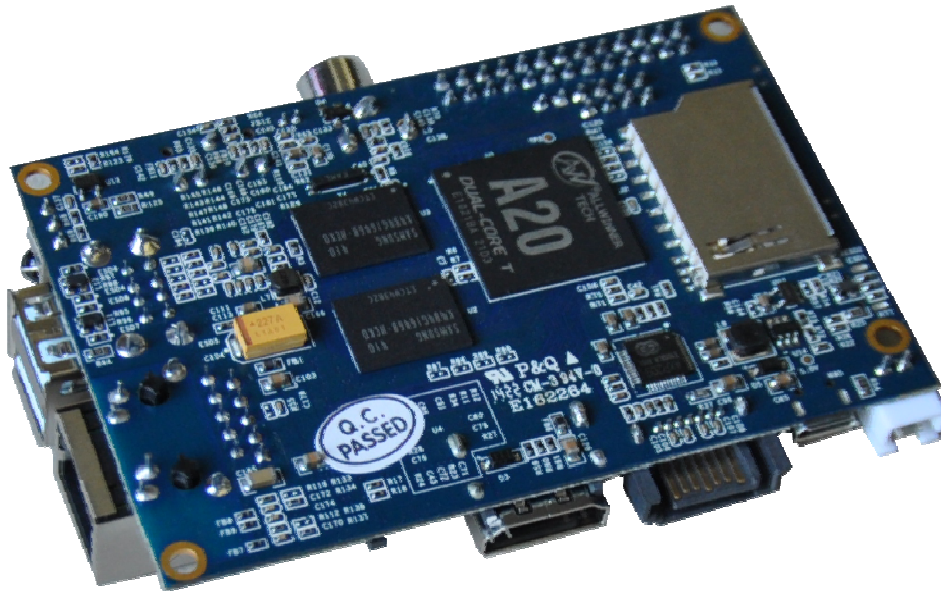
Stadi di potenza per motori

Il fascino delle valvole

Fare Elettronica n.349 – Novembre 2014

Sommario

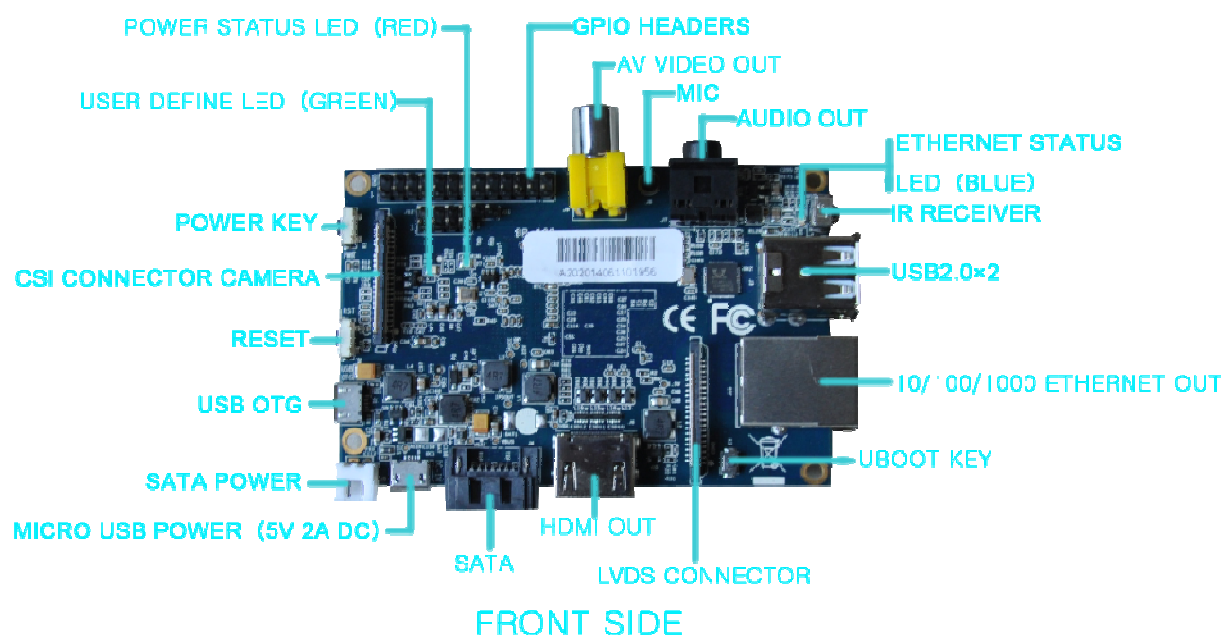
La potenza di una Banana….

Un nuovo computer on board si è affacciato da poco sul mercato. Molti lo considerano il successore di Raspberry Pi, ma in realtà è qualcosa di più. Vediamone le caratteristiche.

Hardware specification	
CPU	A20 ARM® Cortex™-A7 Dual-Core
GPU	ARM Mali400MP2 Complies with OpenGL ES 2.0/1.1
Memory (SDRAM)	1GB DDR3 (shared with GPU)
Onboard Storage	SD (Max. 64GB) / MMC card slot UP to 2T on SATA disk
Onboard Network	10/100/1000 Ethernet RJ45 (optional USB WIFI Dongle)
Camera Input	A CSI input connector allows for the connection of a designed camera module
Sound Input	Mic
Video Outputs	HDMI, CVBS , LVDS/RGB
Audio Output	3.5 mm Jack and HDMI
Power Source	5 volt via MicroUSB(DC In Only) and/or MicroUSB (OTG)
USB 2.0 Ports	2 (direct from Allwinner A20 chip)
Buttons	Reset button: Next to MicroUSB connectorPower button: Next to Reset buttonUBoot button (optional): Behind HDMI connector
GPIO(2X13) pin	GPIO,UART,I2C bus,SPI bus with two chip selects,CAN bus, ADC,PWM,+3.3v,+5v,ground.
LED	Power Status LED (Red)Ethernet Status LED (Blue)User Define LED (Green)
Remote	IR
Supported OS	Android/ Debian/ Ubuntu/ Raspberry Pi/ Lubuntu/ OpenWrt/ Kali Linux/ OpenSuse/ nOS/ Kano/ fedora/ Arch Linux/ Moebius
Supported Apps	Scratch
Product size	92 mm × 60mm
Weight	48g

Processore AllWeber A20 (un Arm Cortex A7 Dual Core), 1GB di SDRAM DDR DDR3. Questo il biglietto da visita di Banana PI il nuovo Computer On Board da poco disponibile sul mercato. Banana PI si rileva un'ottima alternativa a Raspberry PI ma con prestazioni decisamente più elevate. Possono infatti girare sul Banana PI le immagini sia di Raspberry che di Cubieboard, ma anche Android, Ubuntu e Debian. Di seguito le caratteristiche tecniche di Banana PI.

Caratteristiche tecniche di Banana PI

I connettori

Banana Pi rende disponibile agli utenti 5 connettori contrassegnati come CON1, CON2, CON3, J11 eJ12. Questi connettori permetto di sviluppare applicazioni e progetti e di collegare le add-on board quali display LCD, touch panel, modulo UART e altri numerosi moduli di espansione. Tutti i pin sono configurati come GPIO ma molti di loro hanno anche altre funzioni alternative.

J11 contiene la porta seriale di default UARTO (UARTO-RX, UARTO-TX), ed è configurata per essere utilizzata come porta console. Il pinout di questo connettore è il seguente:

Pin on Board	Pin Definition	IO on A20
J11-P01	UART0-TX	PB22
J11-P02	UART0-RX	PB23

J12 contiene una seconda porta seriale UART oltre alle tensioni di alimentazione di +5 e +3V. Il pinout è riportato nella tabella seguente:

Pin on Board	Pin Definition	IO on A20
J12-P01	VCC-5V	
J12-P02	VCC-3.3V	
J12-P03	IO-7	PH5
J12-P04	UART7_RX	PI21
J12-P05	IO-8	PH3
J12-P06	UART7_TX	PI20
J12-P07	GND	
J12-P08	GND	

CON1 è un connettore CSI (Camera Serial Interface) per fotocamera. E' dotato di 40 pin mappati secondo la tabella seguente:

Pin on Board	Pin Definition	IO on A20
CON1-P01	LINEINL	
CON1-P02	LINEINR	
CON1-P03	VCC-CSI	
CON1-P04	ADC_X1	
CON1-P05	GND	
CON1-P06	ADC_X2	
CON1-P07	FMINL	
CON1-P08	ADC_Y1	
CON1-P09	FMINR	
CON1-P10	ADC_Y2	
CON1-P11	GND	
CON1-P12	CSI-FLASH	PH17
CON1-P13	LRADC0	
CON1-P14	TWI1-SDA	PB19
CON1-P15	LRADC1	
CON1-P16	TWI1-SCK	PB18
CON1-P17	CSI-D0	PE4
CON1-P18	CSI0-STBY-EN	PH19
CON1-P19	CSI0-D1	PE5
CON1-P20	CSI-PCLK	PE0
CON1-P21	CSI-D2	PE6
CON1-P22	CSI0-PWR-EN	PH16
CON1-P23	CSI-D3	PE7
CON1-P24	CSI0-MCLK	PE1
CON1-P25	CSI-D4	PE8
CON1-P26	CSI0-RESET	PH14
CON1-P27	CSI-D5	PE9
CON1-P28	CSI-VSYNC	PE3
CON1-P29	CSI-D6	PE10
CON1-P30	CSI-HSYNC	PE2
CON1-P31	CSI-D7	PE11
CON1-P32	CSI1-STBY-EN	PH18
CON1-P33	RESET	
CON1-P34	CSI1-RESET	PH13
CON1-P35	CSI-IO0	PH11
CON1-P36	HPR	
CON1-P37	HPL	

CON1-P38	IPSOUT	
CON1-P39	GND	
CON1-P40	IPSOUT	

CON2 consente di connettere alla scheda un display LVDS. anche questo è costituito da 40 pin la cui mappatura è riportata nella tabella seguente:

Pin on Board	Pin Definition	IO on A20
CON2-P01	IPSOUT	
CON2-P02	TWI3-SDA	PI1
CON2-P03	IPSOUT	
CON2-P04	TWI3-SC	PI0
CON2-P05	GND	
CON2-P06	LCD0-IO0	PH7
CON2-P07	LCDIO-03	PH12
CON2-P08	LCD0-IO1	PH8
CON2-P09	LCD0-D0	PD0
CON2-P10	PWM0	PB2
CON2-P11	LCD0-D1	PD1
CON2-P12	LCD0-IO2	PH9
CON2-P13	LCD0-D2	PD2
CON2-P14	LCD0-DE	PD25
CON2-P15	LCD0-D3	PD3
CON2-P16	LCD0-VSYNC	PD27
CON2-P17	LCD0-D4	PD4
CON2-P18	LCD0-HSYNC	PD26
CON2-P19	LCD0-D5	PD5
CON2-P20	LCD0-CS	PH6
CON2-P21	LCD0-D6	PD6
CON2-P22	LCD0-CLK	PD24
CON2-P23	LCD0-D7	PD7
CON2-P24	GND	
CON2-P25	LCD0-D8	PD8
CON2-P26	LCD0-D23	PD23
CON2-P27	LCD0-D9	PD9
CON2-P28	LCD0-D22	PD22
CON2-P29	LCD0-D10	PD10
CON2-P30	LCD0-D21	PD21
CON2-P31	LCD0-D11	PD11
CON2-P32	LCD0-D20	PD20
CON2-P33	LCD0-D12	PD12
CON2-P34	LCD0-D19	PD19
CON2-P35	LCD0-D13	PD13
CON2-P36	LCD0-D18	PD18
CON2-P37	LCD0-D14	PD14
CON2-P38	LCD0-D17	PD17
CON2-P39	LCD0-D15	PD15
CON2-P40	LCD0-D16	PD16

Il connettore CON3 contiene diversi segnali tra cui CAN bus, SPI bus, I2C bus, PWM, ulteriori porte seriali ed altro. Generalmente questo connettore viene utilizzato per connettere uno svariato numero di periferiche. La mappatura dei 16 pin di CON3 è riportata nella tabella seguente:

Pin on Board	Pin Definition	IO on A20
CON3-P01	VCC-3.3V	
CON3-P02	VCC-5V	
CON3-P03	TWI2-SDA	PB21
CON3-P04	VCC-5V	
CON3-P05	TWI2-SCK	PB20
CON3-P06	GND	
CON3-P07	GPCLK	PI3
CON3-P08	UART3-TX	PH0
CON3-P09	GND	
CON3-P10	UART3-RX	PH1
CON3-P11	IO-0(UART2-RX)	PI19
CON3-P12	IO-1	PH2
CON3-P13	IO-2(UART2-TX)	PI18
CON3-P14	GND	
CON3-P15	IO-3(UART2-CTS)	PI17
CON3-P16	IO-4(CAN_TX)	PH20
CON3-P17	VCC-3.3V	
CON3-P18	IO-5(CAN_RX)	PH21
CON3-P19	SPI0_MOSI	PI12
CON3-P20	GND	
CON3-P21	SPI0-MISO	PI13
CON3-P22	IO-6(UART2_RTS)	PI16
CON3-P23	SPI0_CLK	PI11
CON3-P24	SPI0_CS0	PI10
CON3-P25	GND	
CON3-P26	SPI0_CS1	PI14

Preparazione per il primo utilizzo

Prima di utilizzare la scheda Banana PI è necessario preparare una SD card con l'immagine del sistema operativo da utilizzare. L'immagine ufficiale è disponibile sul sito www.banana-pi.com nella sezione Downloads. La SD card che conterrà il sistema operativo dovrà essere stata precedentemente formattata FAT. Per trasferire l'immagine del sistema operativo su SD card, è necessario fare uso di un apposito tool come ad esempio Diskimager per Windows o, su Linux, con il comando:

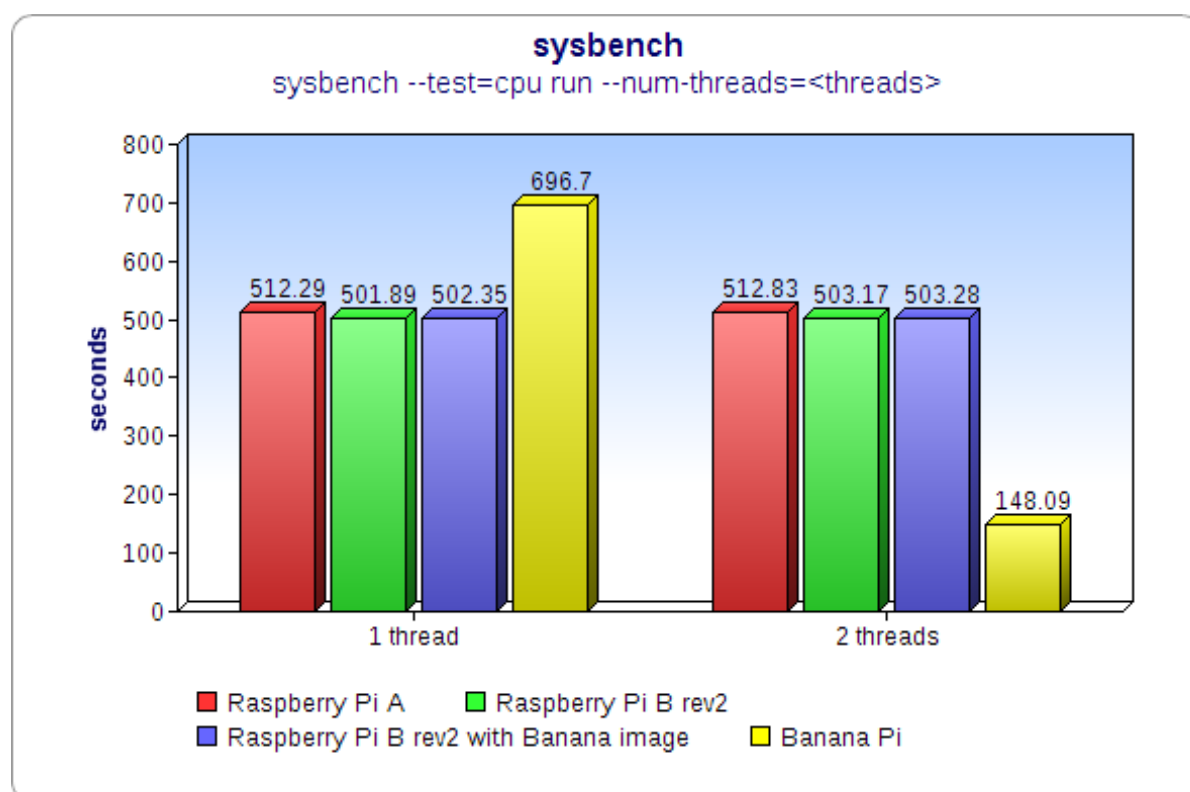
dd if=[imagename] of=/dev/sdx

dove [imagename] è il nome del file immagine e sdx è il percorso su cui è montata la vostra SD card.
A questo punto non vi resta che inserire la SD card nella scheda Banana PI, connettere un monitor, la tastiera e il mouse, quindi alimentare la scheda. Se tutto è

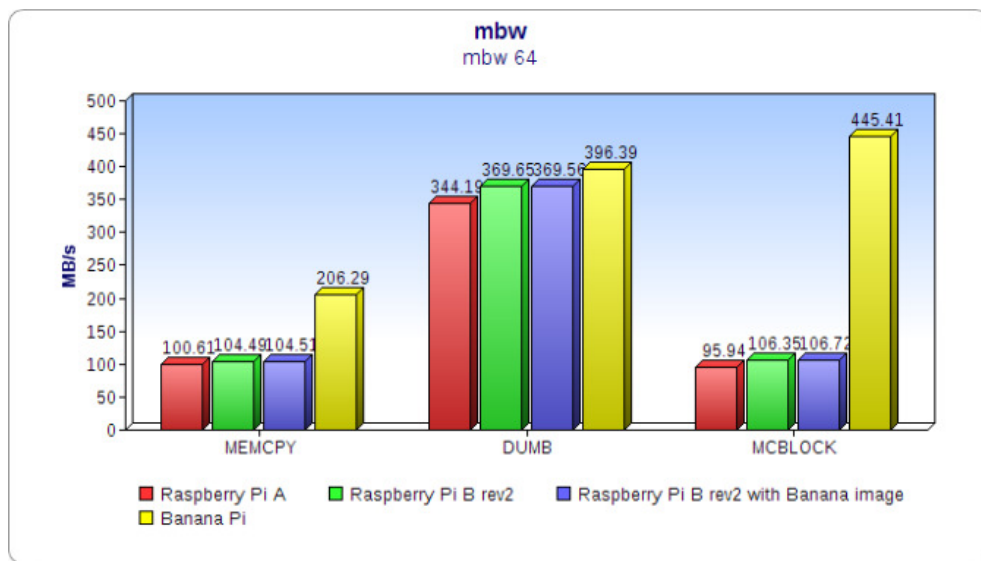
andato a buon fine, entro qualche secondo la scheda si avvia mostrando su monitor la schermata iniziale.

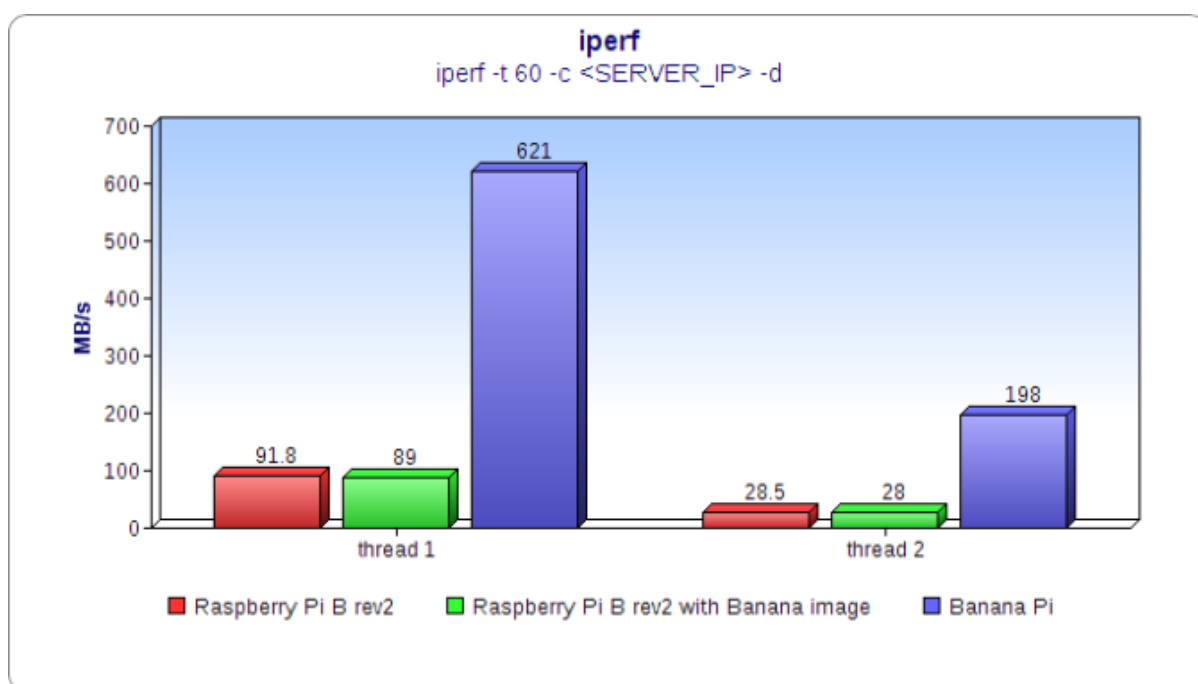
Benchmarking

Ecco i risultati di alcune prove di benchmark effettuate su Banana PI, Raspberry PI rev. A, Raspberry PI rev.B e Raspberry PI su cui è stata caricata l'immagine del sistema operativo di Banana PI. Come vedrete i risultati confermano le notevoli prestazioni di banana PI.

CPU

In un thread singolo il processore Broadcom del Raspberry risulta più vloce dell'A20 nonostante i suoi 700MHz contro il GHz dell'A20. Nel test dual-threaded l'A20 risulta però almeno 4 volte più veloce del Broadcom.

Memoria

Sicuramente il GB di memoria di Banana PI conttro i 256/512MB di Raspberry fanno una notevole differenza in termini di prestazioni, come conferma il grafico dei risultati.

Networking

Su raspberry rev.B USB ed Ethernet condividono lo stesso bus per cui non possiamo aspettarci prestazioni rilevanti in termini di velocità di comunicazione dati. Su Banana PI invece i bus USB e ethernet (GigaEthernet) fanno capo direttamente al processore A20 e questa architettura consente di avere prestazioni nettamente migliori come conferma il grafico dei risultati.

Conclusioni

Come dimostrano i risultati operativi dei test, Banana PI risulta molto più performante del Raspberry e questa differenza è palpabile in applicazioni multimediali dove il processore A20 (nato per l'utilizzo nei tablet PC) offre le migliori performance.
Per ulteriori informazioni: http://bit.ly/banana-pi

REALIZZIAMO UN DUPLICATORE DI TENSIONE

di Giovanni Di Maria

A volte in laboratorio necessita una tensione continua più alta rispetto a quella di rete. Ecco un semplice circuito che genera una tensione continua di 650 Volt. Unica condizione richiesta: la corrente assorbita dall'utilizzatore collegato ad esso deve essere molto bassa ed il carico deve avere un valore ohmico alquanto considerevole.

Tempo fa un cliente della mia azienda chiese di provare un trasduttore di tensione in suo possesso. Quest'ultimo è utilizzato per misurare la tensione prodotta dalla corrente elettrica, anche nei casi in cui essa sia molto alta. Accettava, infatti, in ingresso, una tensione DC elevata, fino a 1000V. Un trasduttore è un dispositivo utilizzabile in qualsiasi campo industriale legato al settore dell'elettronica e risulta molto vantaggioso perché garantisce una precisione di calcolo estremamente alta e un ottimo isolamento dalla rete.
Esistono diversi tipi di trasduttori. Ad esempio, i trasduttori tensione-corrente misurano la quantità di tensione applicata al trasduttore e la convertono in una ben specifica e proporzionale corrente. Lo scopo dei trasduttori è quello di risultare praticamente invisibili al circuito e di evitare qualsiasi tipo di sovraccarico a valle.
In particolare, un trasduttore di tensione è un elemento del circuito elettrico che misura e controlla i livelli di tensione presenti in un circuito elettrico.
Nel caso specifico occorreva verificare se il trasduttore in questione riusciva a dividere la tensione d'ingresso per un fattore pari a duecento. Occorreva, quindi, immettere una certo voltaggio (e anche abbastanza alto...) e controllare se il dispositivo eseguiva bene il suo compito al fine di fornire, in uscita, il segnale correttamente diviso. Se la tensione da dividere è relativamente bassa, diciamo dai 200 Volt in giù, l'operazione non presenta particolari problemi. Ma se occorre provare livelli di valori maggiori di 200V,magari fino a 1000 Volt, che poi è il limite tollerato dal trasduttore in prova, iniziano i problemi di approvvigionamento. Come e dove si può, infatti, prelevare questa tensione, peraltro abbastanza pericolosa? Ci viene d'aiuto il nostro duplicatore, un circuito estremamente semplice da costruire e realizzare.

Attenzione

Dal momento che il circuito eroga una tensione di 650 Volt e, in ogni caso, è direttamente connesso alla rete domestica, è opportuno prestare la massima attenzione. Non bisogna dimenticare anche di staccare i collegamenti quando si armeggia sui componenti elettronici.

L'esigenza

L'esigenza da soddisfare, che poi è il contenuto dell'articolo che segue, è quella di realizzare un generatore di tensione relativamente alta (fino a 650 Volt) in continua. Tale tensione può essere utilizzata per provare il trasduttore in oggetto e, in generale, per alimentare tutti quei carichi la cui componente resistiva non scenda al di sotto dei 100 Kilohm. Quest'ultimo è un parametro estremamente importante

poiché se la corrente supera un determinato valore, l'intero circuito potrebbe andare in fumo. E', dunque, una realizzazione pensata esclusivamente per chi sa dove mettere le mani e conosce bene l'elettronica. Il principiante, con i suoi dubbi e perplessità, è bene che non realizzi il circuito presentato in queste pagine.

Caratteristiche del trasduttore da provare

Il trasduttore da testare è il V1000-ISO prodotto dalla Tifomy Technologies. Si tratta di un dispositivo di precisione che misura la tensione elettrica fino a 1000 Volt con una precisione del +/-1%. Ha un isolamento galvanico certificato fino a 3000 Volt con un'ottima sensibilità. Si può utilizzare così com'è, senza l'aggiunta di componenti esterni. Basta applicare la normale tensione di 12 Volt e l'alta tensione da misurare (fino a 1000 Volt) e quest'ultima sarà fornita all'uscita con una divisione per 200. Ad esempio, immettendo all'ingresso la tensione di 356 Volt, in output ne troveremo una di 1,78 Volt. Un trasduttore ha anche questo essenziale compito, ossia quello di permettere una facile e semplice misurazione di alti valori di correnti e tensioni senza ostacolare tali parametri, dal momento che è caratterizzato da un'altissima impedenza di ingresso.
Il modello in questione è caratterizzato, dunque, da un rapporto di lavoro pari a 1:200. La resistenza di ingresso è tipicamente di circa 1,5 Mega-Ohm e pertanto assorbe una valore minimo di corrente dalla linea che si vuole misurare e controllare. Ad esempio, la potenza dissipata alla massima tensione di 1000 Volt, equivale a circa 0,67 Watt, il che dimostra che il trasduttore non carica la linea elettrica, anzi risulta molto “leggero”.
Di seguito elenchiamo alcune caratteristiche tecniche del dispositivo:

- Tensione DC misurabile: da 0 Volt a 1000 Volt;
- Tensione DC in uscita: da 0 Volt a 5 Volt;
- Impedenza di ingresso: 1,5 Mohm:
- Isolamento galvanico a 3000 Volt;
- Larghezza di banda: 22 Khz;
- Tempo di risposta: <25 uS;
- Temperatura di esercizio: da -40° C a + 85° C;
- Tensione di alimentazione per il funzionamento: da 11 Volt a 13 Volt;

Figura 1: Il trasduttore V500-ISO della Tifomy Technologies.

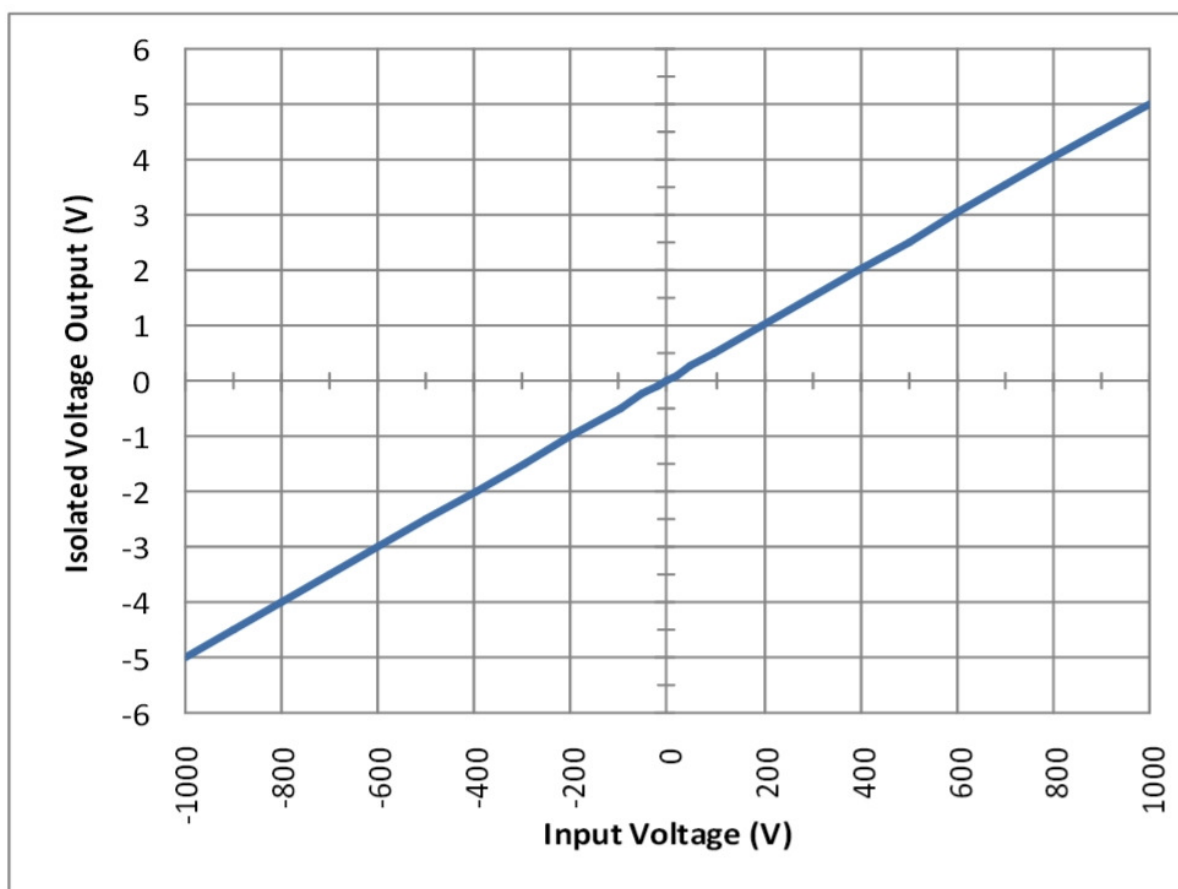



Figura 2: Relazione tra ingresso e uscita del trasduttore

Come ottenere una tensione di 600 Volt e oltre

E' proprio questo l'obiettivo dell'articolo. Metodi per innalzare la tensione ne esistono parecchi. In questa sede esaminiamo, forse, il più semplice. Pochi componenti discreti, combinati in maniera opportuna, riescono ad innalzare il voltaggio fino al limite desiderato. Ovviamente esistono delle condizioni da rispettare e che non è possibile superare ne' raggirare. Il sistema per ottenere questo scopo è conosciuto, in elettronica, come “duplicatore di tensione”. L'articolo ha una finalità pratica ma ancor di più teorica e didattica e fa comprendere come l'utilizzo di semplici componenti passivi, collegati in maniera particolare, riescano a far ottenere risultati davvero importanti.

Il duplicatore di tensione

Si tratta di una disposizione particolare di solo quattro componenti passivi. E' un circuito che in ingresso riceve una tensione sinusoidale alternata mentre in uscita è possibile prelevare una tensione continua eguale al doppio della tensione di picco in ingresso.
Con un esempio chiariamo meglio il concetto, riferendoci alla tensione casalinga. Quest'ultima, solitamente, ha un valore “efficace” di 230 Volt (equivalente ad una tensione continua di 230 Volt, ossia gli effetti in potenza sono gli stessi). Ma se si prende un opportuno oscilloscopio e si effettua la relativa misurazione, si scopre con

sorpresa che il “picco” d'onda non arriva a 230 Volt ma molto più in alto. In particolare l'apice raggiunge una tensione di ben 325 Volt (anche se per pochissimi istanti, in corrispondenza della cresta del segnale sinusoidale). Tale valore può essere calcolato facilmente moltiplicando la tensione efficace per la radice quadrata di 2, secondo le seguenti formule:

$$V_{0P} = V_{eff} * \sqrt{2}$$

$$V_{eff} = \frac{V_{0p}}{\sqrt{2}}$$

Pertanto un duplicatore di tensione trasforma la tensione di rete casalinga in una tensione doppia rispetto a quella di zero-picco, ossia di ben 650 Volt. C'è da stare, in effetti, un po' attenti a maneggiare tale circuito. Esistono anche triplicatori, quadriplicatori e moltiplicatori che, ovviamente, non tratteremo in questa sede ma che seguono gli stessi principi elettrici della singola cella duplicatrice.
Tale soluzione circuitale è una congiunzione circuitale di due celle molto conosciute in elettrotecnica: il **clamper** ed il **rivelatore di picco**. In figura 3 è raffigurato lo schema di principio del duplicatore di tensione. I nodi marcati con n1, n2 e n3 rappresentano i tre punti principali del circuito, per le quali adesso andremo a studiarne le tensioni presenti in una simulazione elettrica transitoria, nel dominio del tempo.

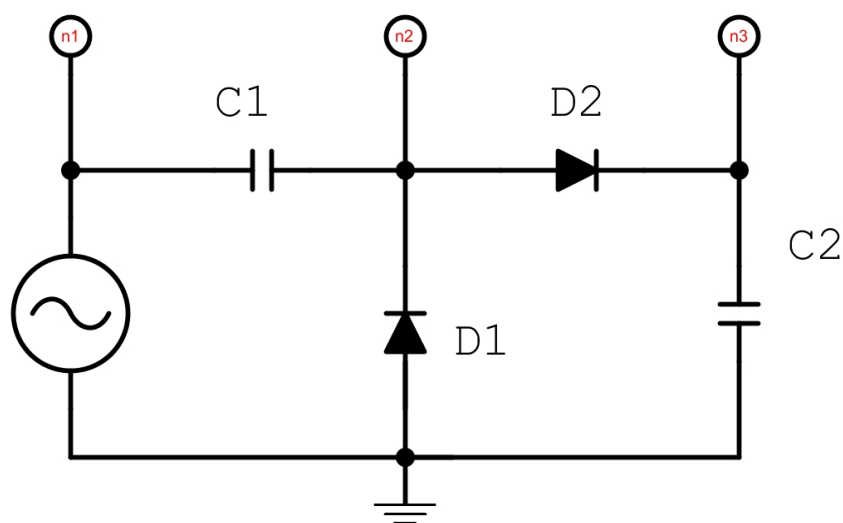



Figura 3: Schema di principio del duplicatore di tensione

Nodo n1

Sul noto contrassegnato con “n1” troveremo, naturalmente, la tensione prodotta dal generatore alternato. Se questo è ideale non si coglieranno, ovviamente, fenomeni di attenuazione. Considerando un generatore sinusoidale ideale, con tensione efficace di 230 Volt, tensione conseguente di picco di 325 Volt e frequenza di 50 Hz, esso produce il tipico andamento della funzione applicata. Il relativo oscillogramma è osservabile in figura 4. Non c'è nulla da aggiungere se non dire che il segnale rispetta pienamente i parametri impostati.

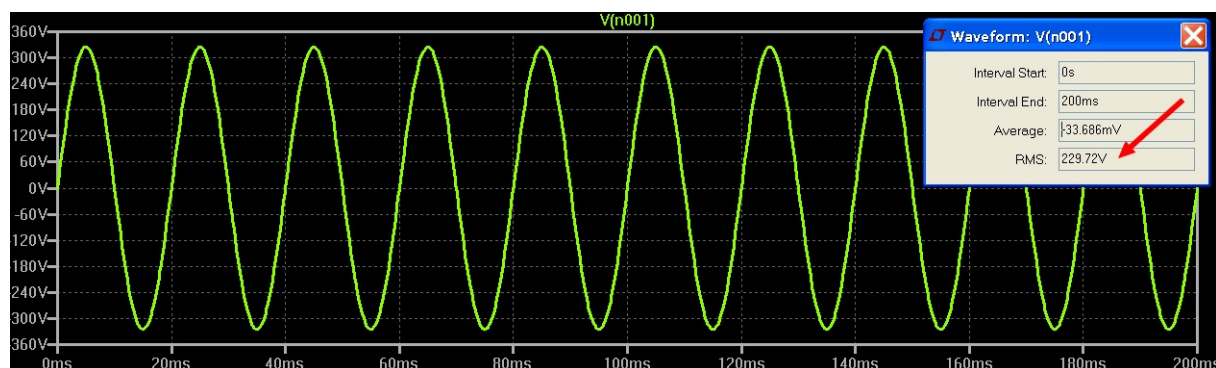



Figura 4: Oscillogramma al nodo "n1"

Nodo n2

Esaminando cosa avviene sul nodo "n2". In termini di segnale, ci si accorge subito che il discorso cambia e la tensione comincia a subire brusche modificazioni. L'effetto del clamper, rappresentato dal condensatore C1 e dal diodo D1, inizia a dare esito, ed è presente in uscita una sinusoide che, in questo caso, non presenta componenti negative. L'intero segnali, anzi, e interamente "spostato" e fatto scivolare sul quadrante positivo del grafico, generando, in questo modo, un insieme di picchi a 650 Volt, ossia la tensione massima ottenibile da questa configurazione. Per essere molto più precisi e vicini alla realtà, occorre fare, a questo punto, una importante riflessione. I diodi non sono ideali e presentano, inevitabilmente, una certa caduta di tensione da anodo a catodo. Per questo motivo, sempre sul nodo "n2", quando il segnale attraversa il suo punto minimo, non troveremo una tensione di 0 Volt, come erroneamente si potrebbe credere. Al contrario esso risulta più negativo, rispetto a massa, di una certa quantità di tensione pari alla caduta intrinseca del diodo stesso. Comunque, ai fini pratici, ciò risulta irrilevante. Tale comportamento può essere osservato in figura 6.

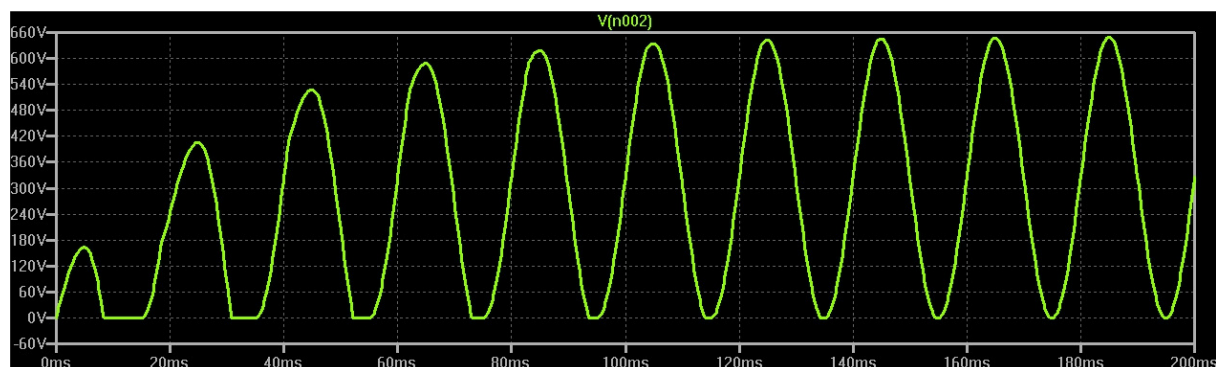



Figura 5: Oscillogramma al nodo "n2"

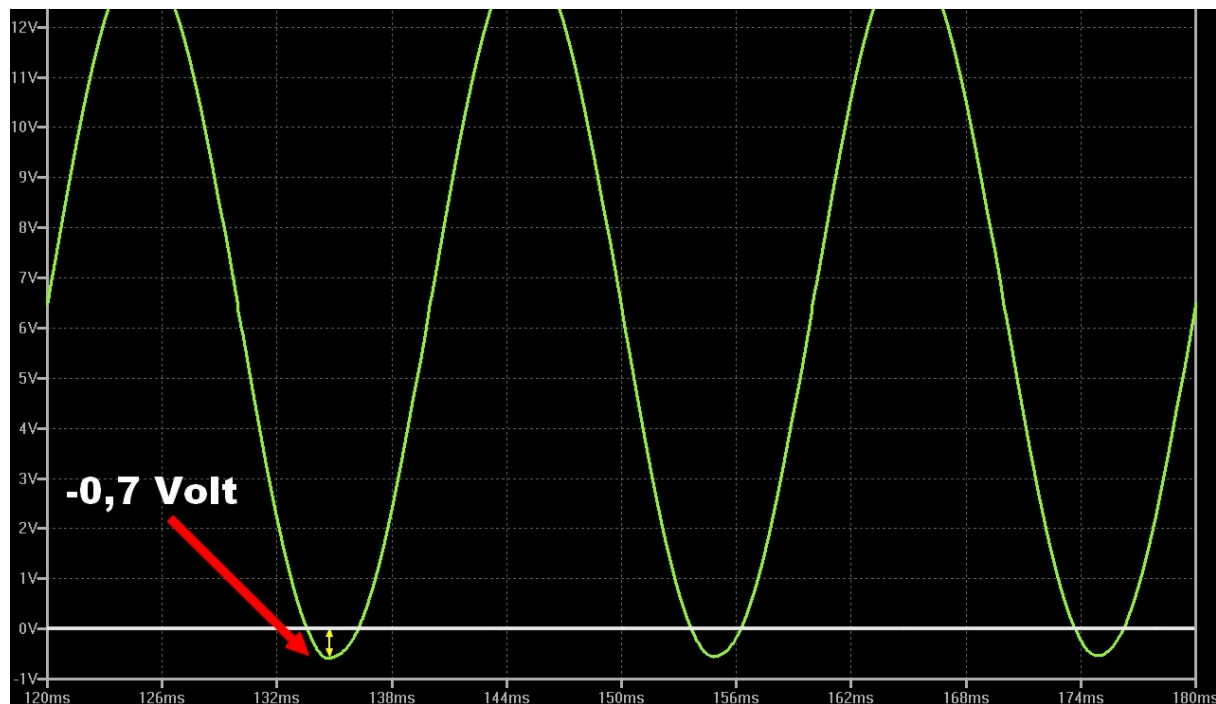



Figura 6: Il segnale transita nel quadrante negativo, a causa del diodo

Nodo n3

Finalmente osserviamo cosa succede sul nodo “n3”, ossia quello di uscita del circuito duplicatore. In questo punto viene messa in pratica l'attività del rivelatore di picco. La tensione, trasformata nel precedente stadio, subisce un innalzamento progressivo fino ai valori massimi. Il segnale ottenuto è perfettamente continuo e positivo, rispetto a massa. Da notare che, in questa configurazione, il dispositivo non è collegato ad alcun carico a valle.

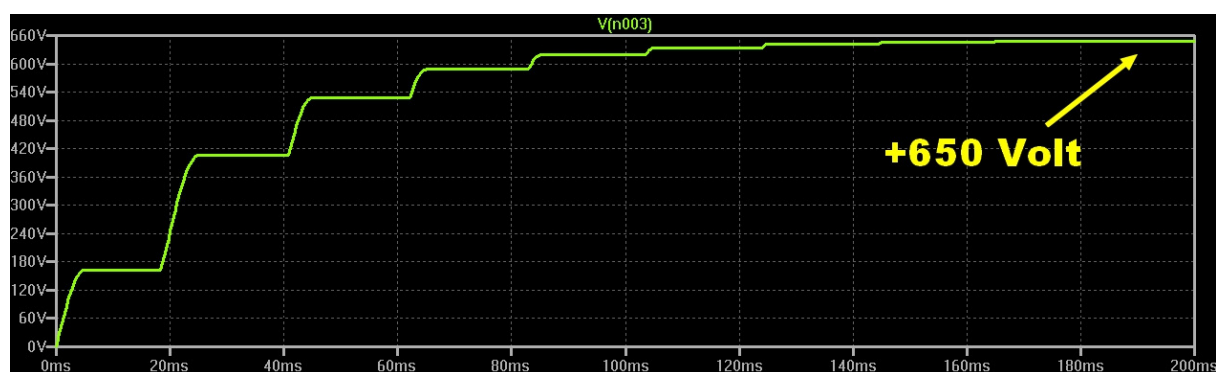



Figura 7: Oscillogramma al nodo di uscita “n3”

Un resistore in uscita, di valore opportuno, causa un non più pulito segnale d'uscita per la presenza di un “ripple” proporzionale al valore del carico stesso, della frequenza dell'ingresso e della capacità dei condensatori utilizzati.

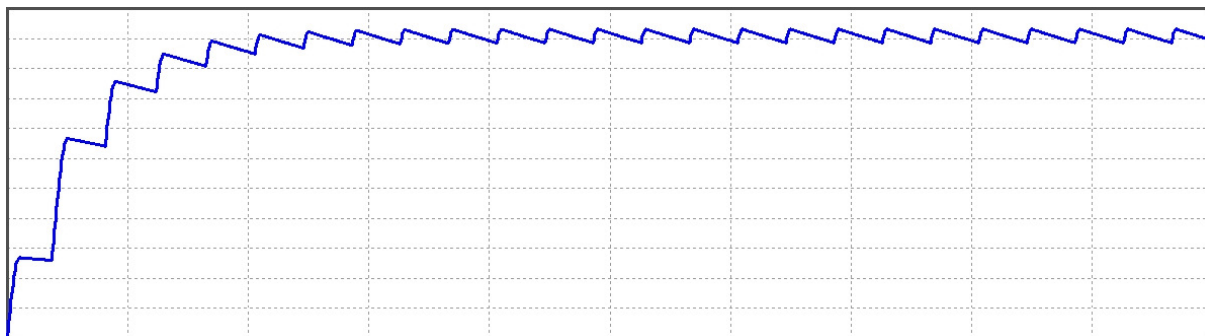



Figura 8: La presenza di un carico causa un “ripple” più o meno ampio in uscita

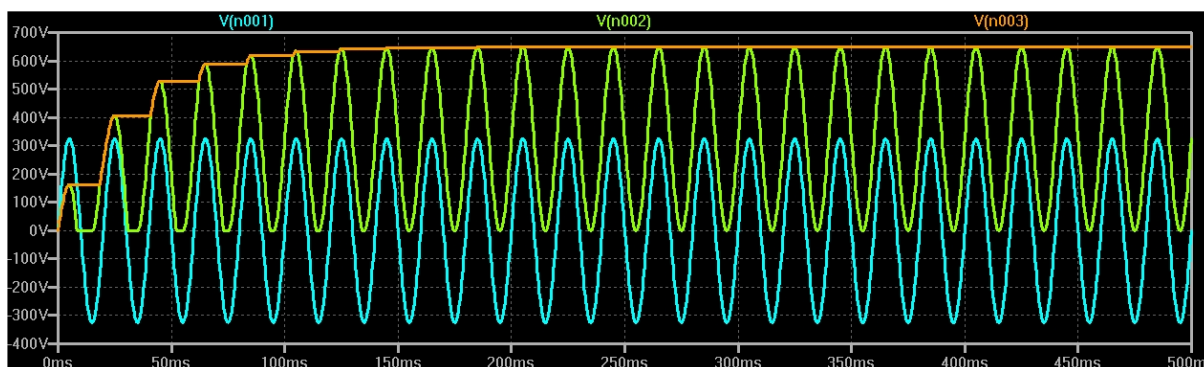



Figura 9: I tre oscillogrammi dei vari nodi sovrapposti

Valore capacitivo dei condensatori

I condensatori utilizzati nello schema del duplicatore di tensione hanno la funzione primaria di fungere da “pompa” di carica. Pertanto, maggiore sarà la loro capacità e più corrente sarà possibile prelevare dall'uscita. Inoltre, elevando la capacità si ridurrà il conseguente “ripple”. Esiste solo il problema dello spazio fisico di ingombro e della spesa economica da sostenere. Il componente adatto, infatti, a questa tipologia di applicazione deve, innanzitutto, sopportare una tensione abbastanza alta e deve essere caratterizzato, come detto prima, da alta capacità. Non è possibile utilizzare i condensatori elettrolitici poiché, se da un lato offrono parecchi microFarad, dall'altro non sopportano un alto potenziale di tensione, almeno relativamente per i tipi più economici. Si può utilizzare il condensatore di tipo “poliestere” che presenta contemporaneamente entrambe le caratteristiche e che costa relativamente poco.

Tensione di lavoro dei condensatori

Ogni componente è continuamente sottoposto ad una tensione di lavoro, o differenza di potenziale. Occorre, quindi, dimensionarlo opportunamente in modo che esso sopporti tale voltaggio e non esploda durante il normale funzionamento.
Per quanto riguarda il condensatore C1, esso è costantemente “alimentato” da una tensione sinusoidale su entrambi i piedini, per una differenza costante di 325 Volt. Il componente vede, pertanto una costante tensione continua di tale valore. Deve essere dimensionato per poter reggere tale peso di lavoro, scegliendone almeno uno di 400 VL, meglio ancora da 650 VL, anche se questi ultimi costano molto di più.

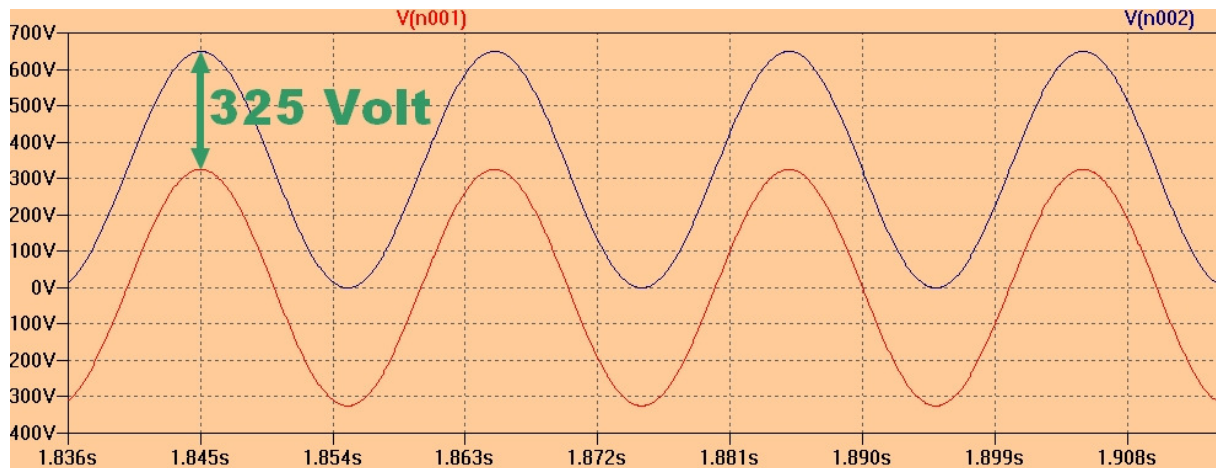



Figura 10: Tensione elettrica a cui sono sottoposti i terminali del condensatore C1

Ben diverso il discorso sul condensatore C2. Esso, durante il funzionamento del circuito, è alimentato da una tensione di ben 650 Volt. Teoricamente non sarebbe una buona idea utilizzarne uno da 650 VL, assolutamente vietato, invece, quello da 400 VL. Esiste, per fortuna, un semplice rimedio: è sufficiente collegare in serie due condensatori da 400 VL per ottenerne uno da 800 VL. La soluzione è geniale, ma purtroppo il valore capacitivo totale si dimezza.

Figura 11: Condensatori elettrolitici da 470 uF e 400 VL

Figura 12: Condensatore poliestere 8 uF e 450 VL

400 VL

400 VL

equivale a:

800 VL

Figura 13: Due condensatori in parallelo reggono il doppio di tensione ma la capacità si riduce

Schema elettrico

Bene, adesso andiamo ad esaminare lo schema elettrico del circuito. Esso è estremamente semplice e rispecchia fedelmente quello di principio. In aggiunta, vi sono alcuni componenti elettronici di contorno, che andremo a spiegare in dettaglio.

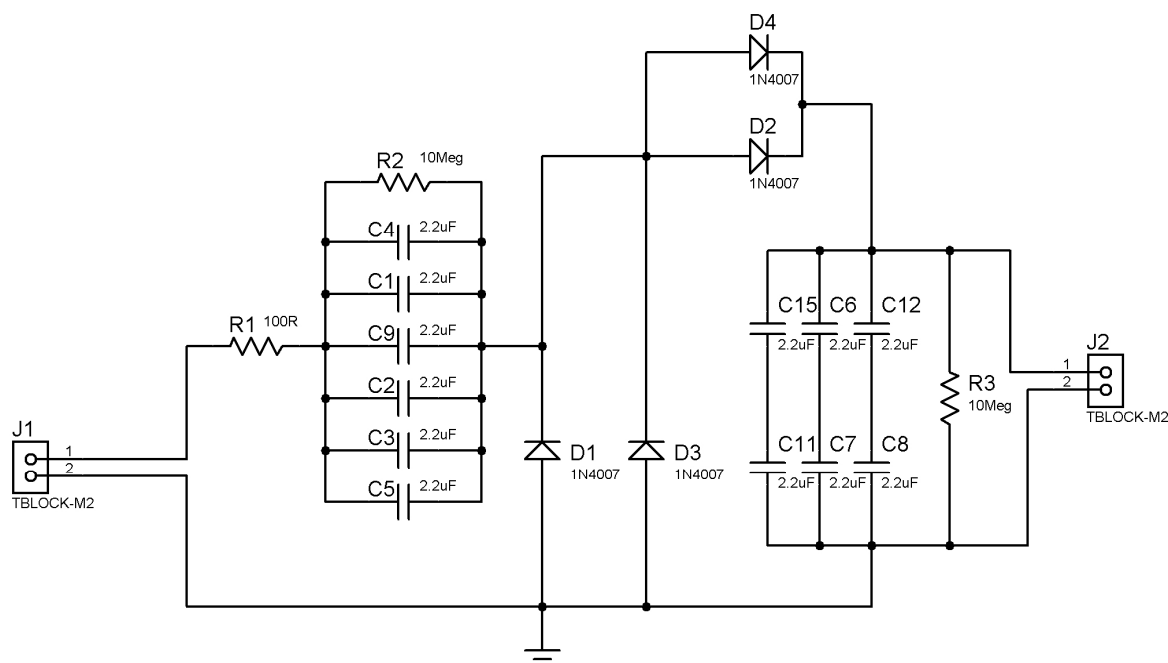



Figura 14: Schema elettrico del survoltore

Il connettore siglato con J1 è collegato direttamente alla rete domestica da 230 Volt. E' quindi un circuito abbastanza pericoloso da maneggiare, se non si sanno dove mettere le mani. Si potrebbe utilizzare un trasformatore con rapporto 1:1 per poter essere isolati dall'impianto casalingo e diminuire un tantino il rischio di un accidentale contatto diretto con la relativa linea di fase. Il primo componente che attraversa il segnale elettrico è la resistenza R1, da 100 ohm. Essa serve di protezione iniziale, per smorzare il primi istanti in cui i condensatori, inizialmente scarichi, si comportano da componenti in corto circuito. L'insieme dei condensatori e dei diodi costituisce, come si è visto in precedenza, il duplicatore di tensione. Le prime capacità, rappresentate da C4, C1, C9, C2, C3 e C5 sono collegate in parallelo per ottenere un'unica capacità più grossa, nella fattispecie di 13,2 micro Farad. I diodi D1, D3 e D2, D4 sono anch'essi in parallelo per dividersi tra loro la corrente in transito e dissipare meno potenza e, quindi risultare più freddi. I restanti condensatori, C15, C11, C6, C7, C8 e C12 hanno un collegamento misto, in serie e parallelo. In serie per dividersi la massima tensione ammessa dal componente e poter reggere fino a 800V. In parallelo per aumentare la capacità totale. Il risultato finale che ne deriva è quella di posseder e utilizzare tre condensatori da 1,1 micro Farad in parallelo caratterizzati da una tensione massima di 800 Volt lavoro.
Una funzione particolarmente importante è svolta dalle due resistenza contrassegnate da R2 e R3. Hanno un valore intrinseco molto alto, di 10 MegaOhm, pertanto non vengono assolutamente “viste” dal circuito. Servono, quando il circuito viene staccato dalla spina elettrica, a scaricare gradatamente i condensatori che, viceversa, manterrebbero la carica per un tempo indeterminato e potrebbero

costituire un pericolo. Un accidentale contatto, infatti, non risulterebbe letale ma la scossa ricevuta sarebbe assai fastidiosa. Le due resistenze, invece, provvedono a cortocircuitare, in maniera molto lieve, le capacità e scaricarle in un tempo di circa 6 minuti (in realtà il primo gruppo di condensatori non costituisce più un pericolo dopo 6 minuti mentre il secondo gruppo cessa di essere pericoloso solo dopo 2 minuti). Il grafico di questi comportamenti può essere osservato in figura 15.
Non si deve cercare di diminuire il valore di tali componenti, in quanto dissiperebbero molta energia, riscalderebbero molto di più e peggiorerebbero le prestazioni dell'intero circuito.
Non appena collegato alla rete luce, il circuito eroga immediatamente la tensione di 650 Volt circa, prelevabile direttamente dal morsetto siglato con J2.

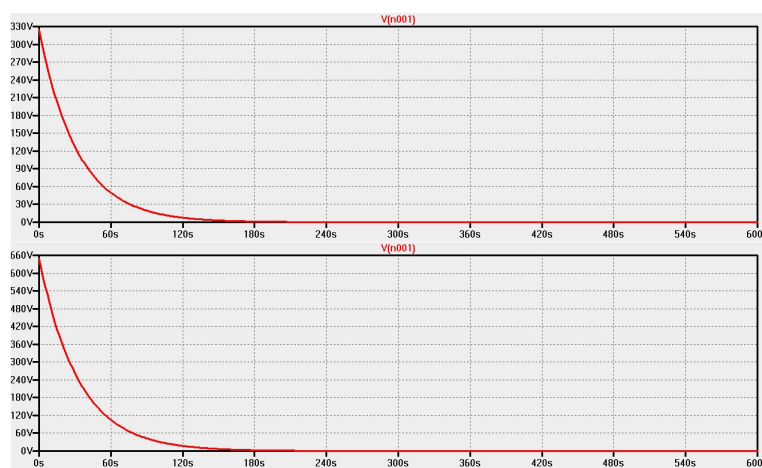



Figura 15: Scarica dei condensatori a circuito scollegato dalla rete

Circuito stampato

Compreso bene il comportamento dello schematico è possibile passare ora alla realizzazione del circuito stampato.
Il layout del circuito stampato (Master), visibile in figura 16, può essere utilizzato direttamente per realizzare il PCB con la tecnica della fotoincisione, oppure, data la sua semplicità, realizzato con i pennarelli adatti al disegno delle piste su rame. Le sue dimensioni sono alquanto ridotte, di 89 mm x 103 mm. Realizzato dunque il prototipo occorre passare alla realizzazione dei fori con punta di trapano da 0,8 mm oppure da 1 mm. Si può dunque procedere alla saldatura dei componenti elettronici, iniziando naturalmente da quelli di dimensioni più piccole e di basso profilo, come le resistenze e i diodi. Per questi ultimi si presti attenzione alla loro esatta polarità. Si passi quindi alla saldatura dei due morsetti da C.S e dei condensatori. Il circuito non presenta criticità e deve funzionare immediatamente. La figura 17 presenta la disposizione dei componenti elettronici. La figura 18 mostra, invece, le quote del circuito stampato.

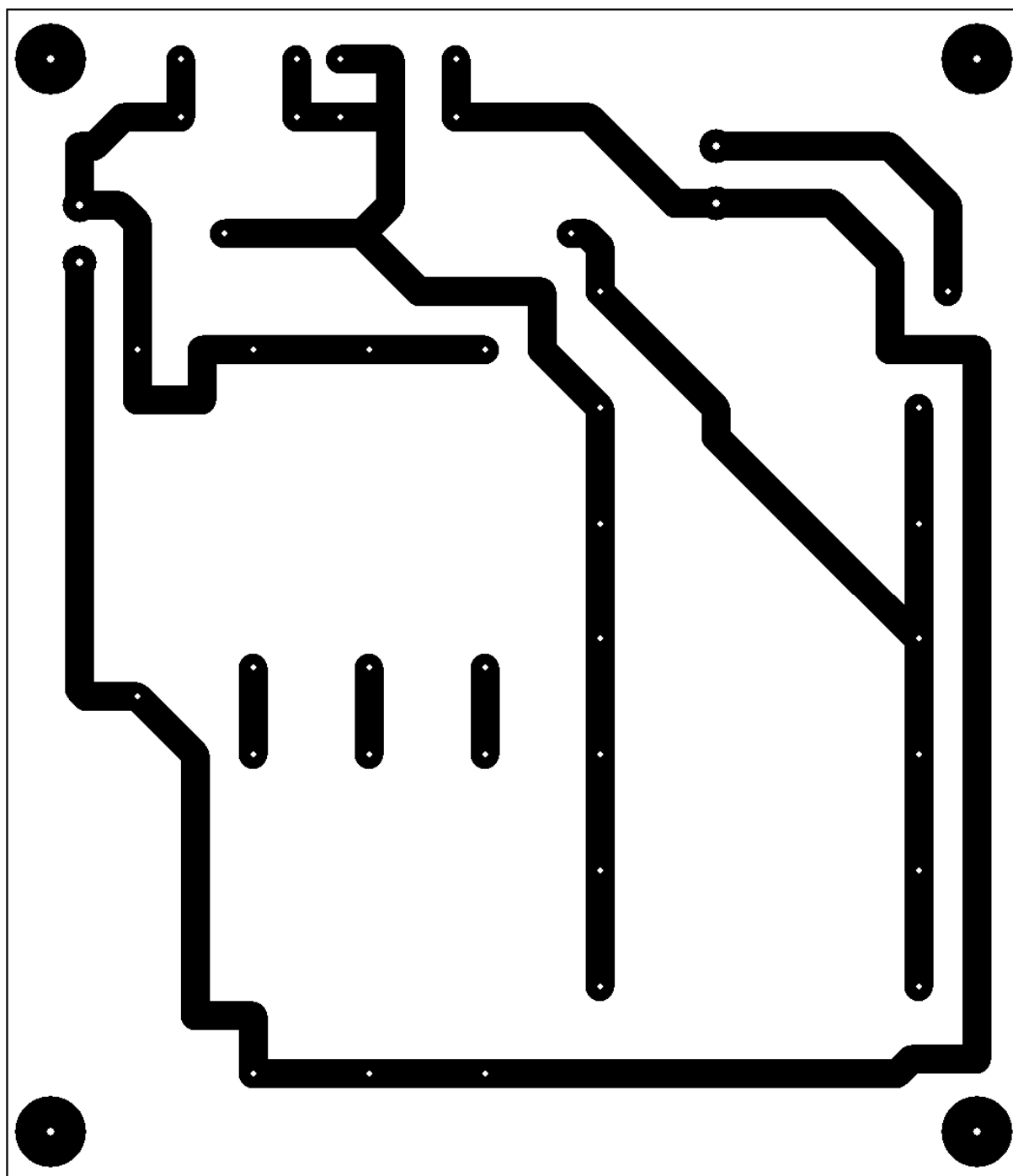



Figura 16: Il master del PCB (lato rame)

Elenco componenti	
C1-C9, C11-C12, C15	2.2uF poliestere
R1	100 Ω 1 W
R2-R3	100 MΩ 1 W
D1-D4	1N4007
J1-J2	Morsetti a due posti da c.s.

Figura 17: Disposizione dei componenti

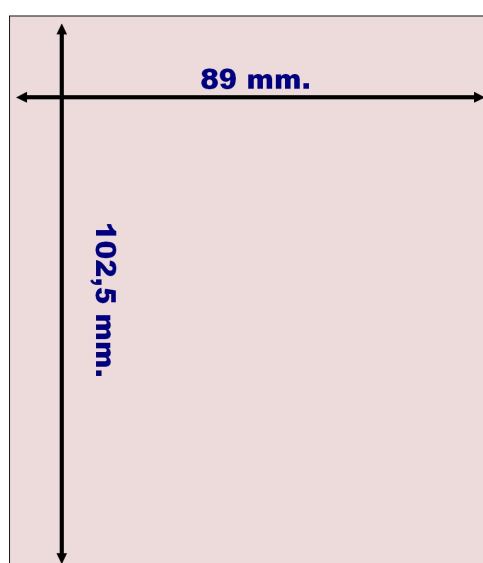



Figura 18: Le quote del circuito stampato

Montaggio ed utilizzo

Il cablaggio e l'utilizzo del dispositivo sono estremamente semplici. Basta collegare la corrente domestica alternata di 230 Volt all'ingresso e il carico all'uscita. Il circuito comincerà subito ad erogare la tensione continua di 650 Volt istantaneamente, appena dopo 200 millisecondi. Con i componenti utilizzati è bene utilizzare un carico con valore resistivo maggiore o uguale a 100 Kohm, sia per non abbassare drasticamente il voltaggio ottenuto che per non aumentare, a livelli inaccettabili, l'ampiezza del ripple. Se serve maggiore corrente è indispensabile aumentare la capacità dei condensatori, anche se ciò implica un aumento di costo e di dimensioni dell'intero circuito elettrico.

Per mettere le mani sul circuito, per eventuali modifiche o controlli, è indispensabile aspettare il tempo di scarica dei condensatori. In alternativa si potrebbero "svuotare" le capacità con una resistenza da 100 ohm tra i loro terminali, senza alimentazione inserita, stando sempre estremamente attenti a non toccare direttamente i contatti elettrici con le mani ma aiutandosi con delle pinzette isolate.

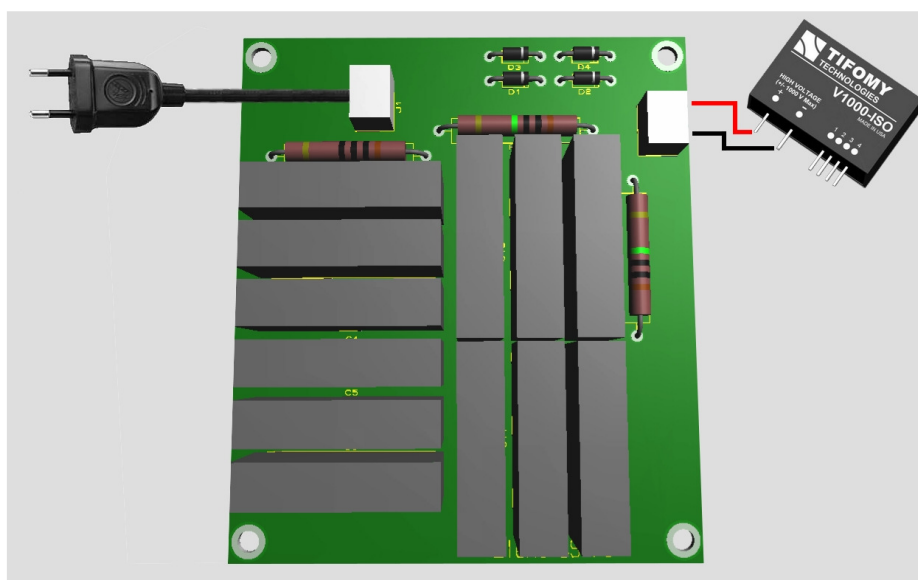



Figura 19: Cablaggio e applicazione pratica del survoltore

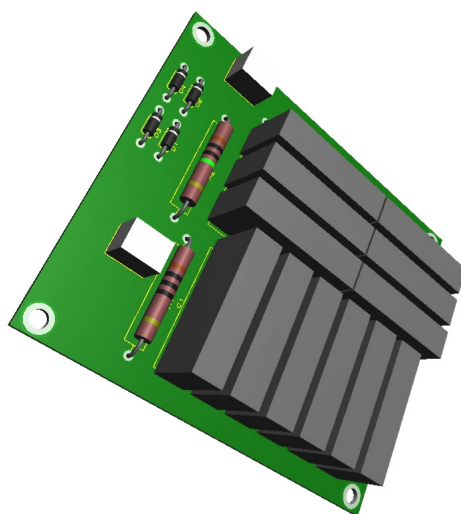



Figura 20: Vista 3D del circuito

Come ottenere diverse tensioni

La via più semplice ed immediata per acquisire diverse tensioni è quella di utilizzare un partitore resistivo, che divida il segnale secondo le proprie esigenze. Utilizzando, ad esempio, due resistori in serie da 56 Kohm è possibile ottenere una tensione di uscita dimezzata (circa 325 Volt) dal nodo centrale dei due componenti. Occorre sempre ricordare che un carico applicato all'uscita modificherà inevitabilmente i valori ottenuti.

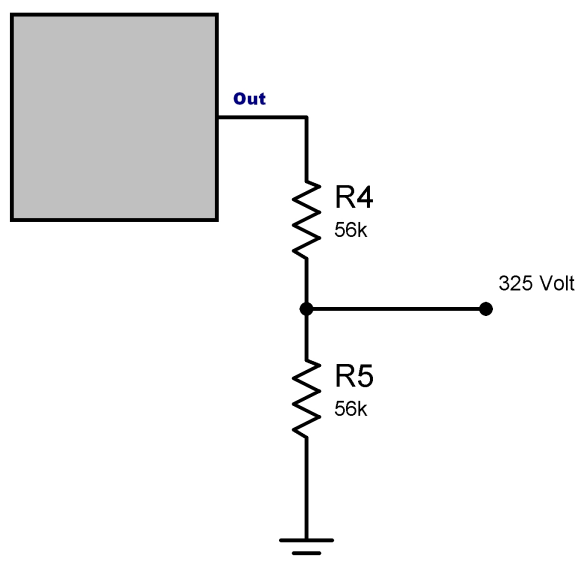



Figura 21: Come ottenere tensioni più basse

Alcuni aforismi importanti

Ed ecco alcune frasi che lo sperimentatore deve tenere sempre a mente quando appronta dei montaggi e degli schemi con un alto tasso di pericolosità.

- La corrente non si vede e quando si sente è ormai troppo tardi;
- La corrente elettrica è vita ma può essere anche morte;
- Il bravo tecnico non è quello che sa dove mettere le mani ma è quello che sa dove NON metterle.

Alcuni consigli utili

Seguono, adesso, alcuni consigli e dritte al fine di utilizzare al meglio il circuito ed evitare di commettere alcuni errori apparentemente inoffensivi ma che potrebbero mettere in pericolo l'intera struttura del circuito elettrico.

Il carico all'uscita

Come detto in precedenza, il carico da collegare all'uscita deve avere un'impedenza molto alta. Si eviti, in maniera assoluta quindi, di collegare lampade o altri utilizzatori che assorbano una cospicua corrente. Si ricorda, infatti, che il circuito serve solo per produrre alta tensione atta al pilotaggio di dispositivi ad **altissima impedenza**. Il

minimo valore resistivo consigliato è di circa 100 Kohm. Valori più bassi potrebbero procurare problemi alla realizzazione e ai componenti.

Valore dei condensatori

Se proprio si ha la necessità di pilotare carichi "più grossi" si devono sostituire le capacità con altrettanti condensatori di valore più elevato. Si consideri che tali componenti hanno dimensioni fisiche maggiori e costi molto più elevati. Esistono precise formule matematiche che servono a calcolare l'esatto valore di capacità necessario a sopportare il carico richiesto.
Aumentando il valore capacitivo dei condensatori si diminuisce proporzionalmente, a parità di valore resistivo del carico, l'ammontare di "ripple" che, per alcune applicazioni, potrebbe risultare alquanto fastidioso. Facciamo presente che tale disturbo diminuisce anche in caso di un "alleggerimento" in uscita dell'utilizzatore.

Moltiplicatore di tensione

Aggiungendo tante celle, in cascata, è possibile aumentare a dismisura la tensione finale. Tali circuiti si chiamano "moltiplicatori" di tensioni e cominciano ad essere caratterizzati da una certa pericolosità. Un tipico schema elettrico di moltiplicatore a 7 celle è raffigurato in figura 25.

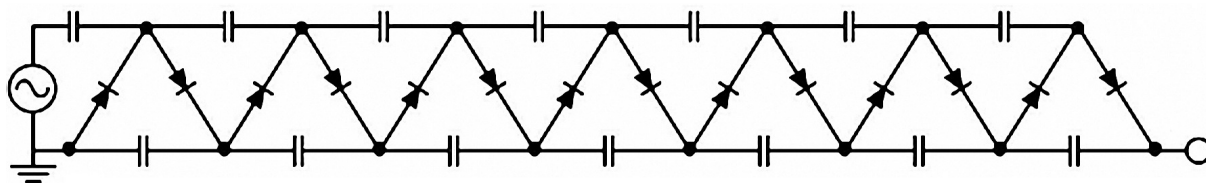



Figura 25: Un esempio di moltiplicatore di tensione costituito da 7 celle

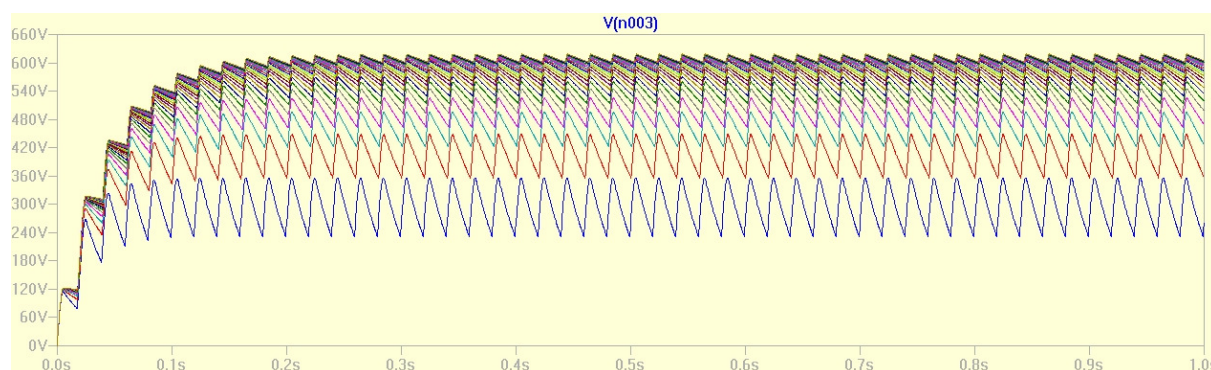



Figura 24: Grafico della simulazione "stepping" della tensione in uscita a seconda del carico applicato

Clamper

E' costituito da un diodo e da un condensatore. Si tratta di un circuito che consente di fissare uno degli estremi di variazione di un segnale ad una determinata tensione di riferimento. E' definito anche circuito “fissatore”. In pratica inchioda il valore massimo (o minimo) della tensione d'uscita a livello zero (in realtà a -0.7 Volt per la non idealità del diodo utilizzato). E' l'orientamento del diodo che decide la tipologia del comportamento del circuito.

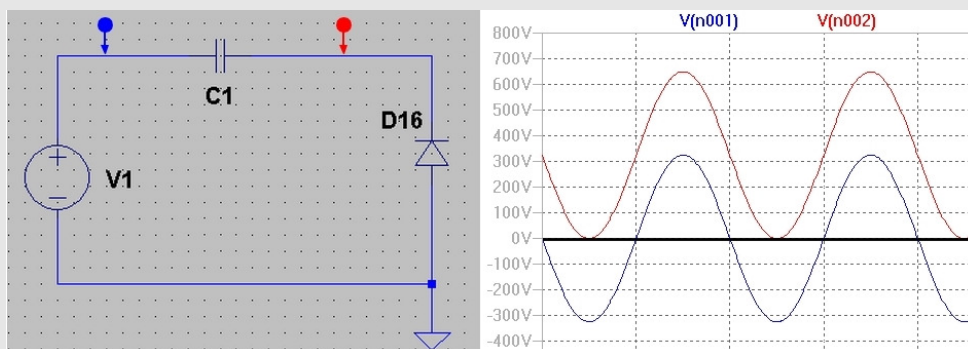



Figura 22: Comportamento elettrico del circuito Clamper (fissatore)

Rivelatore di picco

E' costituito da un diodo e da un condensatore. Questo circuito fornisce in uscita la massima tensione immessa, per tutto l'arco temporale di funzionamento, ossia effettua la rilevazione dei livelli di picco del segnale. Questo circuito si chiama rivelatore di picco perché qualsiasi sia la tensione d’ingresso, il condensatore si carica al nuovo valore massimo, mantenendo il potenziale a quel livello. In altre parole fornisce una tensione continua il cui valore è uguale al picco della tensione applicata in ingresso.

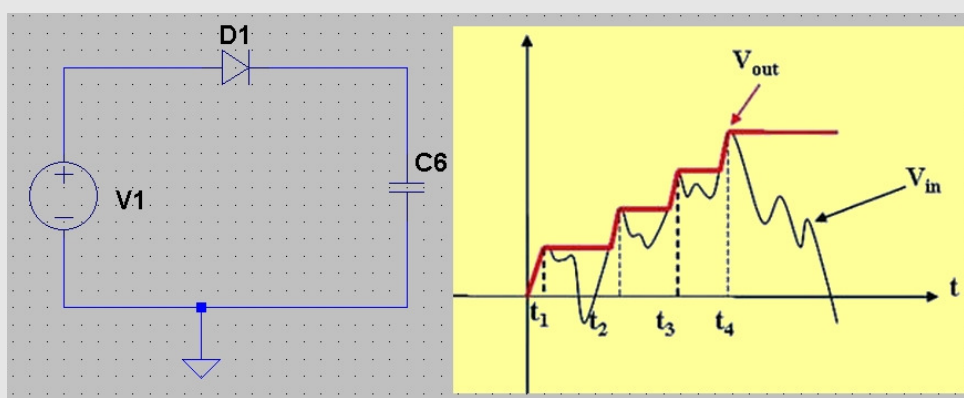
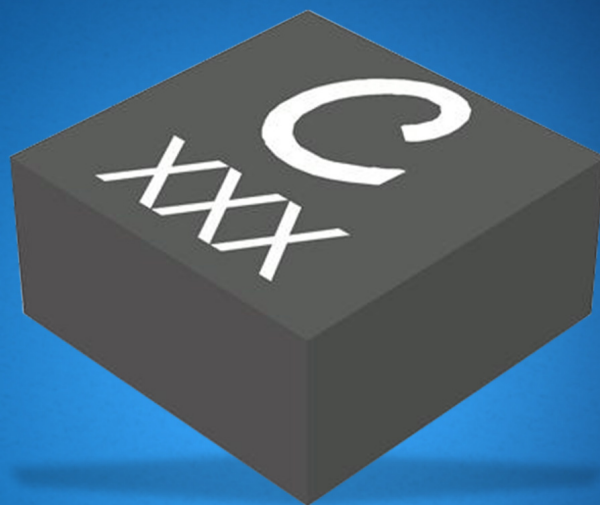



Figura 23: Comportamento elettrico del circuito di Rilevazione di Picco

Conclusioni

Il progetto presentato in queste pagine trova spesso un'utilità in quelle applicazioni per cui non si riesce a trovare, subito e a costi contenuti, una soddisfacente soluzione. Nella fattispecie esso serve per alimentare un carico molto leggero con una tensione abbastanza alta. In ogni caso il circuito realizzato si pone, innanzitutto, l'obiettivo principale della didattica. Il capire, infatti, come i componenti interagiscano tra loro, secondo ferree regole fisiche e matematiche, è un gradino fondamentale per imparare a progettare e realizzare i circuiti da sé.
Si rammenta di non eccedere nell'assorbimento sul carico, il quale deve risultare appena "visibile" al circuito duplicatore.
Si ricorda, altresì, di prestare sempre la massima attenzione nel maneggiare i circuiti che operano con alte tensioni o correnti.

Temperatura al decimo di grado con PIC18F26K80

di Alberto Trasimeni

Questo tipo di applicazione permette all'utente di misurare la temperatura facendo uso di termistori linearizzati. Le caratteristiche di questo particolare dispositivo sono: una buona linearità nel campo di misura, un offset di tensione pari a 500 mV che consente di misurare temperature anche negative senza particolari accorgimenti hardware e senza far uso di convertitori analogico digitali di tipo bipolare.

La famiglia costituita da MCP9700/MCP9700A e MCP9701/MPC9700A rappresenta sensori di temperatura di tipo analogico che convertono la grandezza fisica temperatura in una tensione ad essa proporzionale. Sono sensori a basso costo con una accuratezza compresa +/- 2C° da 0°C fino a 70°C, il cui assorbimento di corrente è molto piccolo dell'ordine 6uA come valore tipico. A differenza dei sensori costituiti da reti resistive(termistori classici) questi non necessitano di un vero e proprio circuito di condizionamento. L'uscita di questo sensore può essere connessa direttamente all'ingresso del convertitore analogico digitale di un microcontrollore. Le applicazioni tipiche sono: misura della temperatura di un disco rigido(HD), misura della temperatura per un sistema portatile, misurare la temperatura in apparecchi domestici, monitoraggio di temperatura di tipo generale. Le caratteristiche elettriche principali sono riportate in tabella 1.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise indicated:
MCP9700/9700A: V_{DD} = 2.3V to 5.5V, GND = Ground, T_A = -40°C to +125°C and No load.
MCP9701/9701A: V_{DD} = 3.1V to 5.5V, GND = Ground, T_A = -10°C to +125°C and No load.

Parameter	Sym	Min	Typ	Max	Unit	Conditions
Power Supply						
Operating Voltage Range	V_{DD}	2.3	—	5.5	V	**MCP9700/9700A**
	V_{DD}	3.1	—	5.5	V	**MCP9701/9701A**
Operating Current	I_{DD}	—	6	12	µA	
Power Supply Rejection	$\Delta°C/\Delta V_{DD}$	—	0.1	—	°C/V	
Sensor Accuracy (Notes 1, 2)						
T_A = +25°C	T_{ACY}	—	±1	—	°C	
T_A = 0°C to +70°C	T_{ACY}	-2.0	—	+2.0	°C	**MCP9700A/9701A**
T_A = -40°C to +125°C	T_{ACY}	-2.0	—	+4.0	°C	**MCP9700A**
T_A = -10°C to +125°C	T_{ACY}	-2.0	—	+4.0	°C	**MCP9701A**
T_A = 0°C to +70°C	T_{ACY}	-4.0	—	+4.0	°C	**MCP9700/9701**
T_A = -40°C to +125°C	T_{ACY}	-4.0	—	+6.0	°C	**MCP9700**
T_A = -10°C to +125°C	T_{ACY}	-4.0	—	+6.0	°C	**MCP9701**
Sensor Output						
Output Voltage, T_A = 0°C	$V_{0°C}$	—	500	—	mV	**MCP9700/9700A**
Output Voltage, T_A = 0°C	$V_{0°C}$	—	400	—	mV	**MCP9701/9701A**
Temperature Coefficient	T_C	—	10.0	—	mV/°C	**MCP9700/9700A**
	T_C	—	19.5	—	mV/°C	**MCP9701/9701A**
Output Non-linearity	V_{ONL}	—	±0.5	—	°C	T_A = 0°C to +70°C **(Note 2)**
Output Current	I_{OUT}	—	—	100	µA	
Output Impedance	Z_{OUT}	—	20	—	Ω	I_{OUT} = 100 µA, f = 500 Hz
Output Load Regulation	$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{OUT}$	—	1	—	Ω	T_A = 0°C to +70°C, I_{OUT} = 100 µA

Note 1: The MCP9700/9700A family accuracy is tested with V_{DD} = 3.3V, while the MCP9701/9701A accuracy is tested with V_{DD} = 5.0V.
2: The MCP9700/9700A and MCP9701/9701A family is characterized using the first-order or linear equation, as shown in Equation 4-2.
3: The MCP9700/9700A and MCP9701/9701A family is characterized and production tested with a capacitive load of 1000 pF.
4: SC-70-5 package thermal response with 1x1 inch, dual-sided copper clad, TO-92-3 package thermal response without PCB (leaded).

Tabella 1: Caratteristiche elettriche principali mcp970X/mcp970XA

Le caratteristiche termiche del dispositivo evidenziano l'intervallo di temperatura che può essere misurato, evitando la rottura del dispositivo utilizzandolo per misurare temperature non adeguate all'intervallo di misura operativo. Queste caratteristiche sono riportate in tabella 2.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise indicated:
MCP9700/9700A: V_{DD} = 2.3V to 5.5V, GND = Ground, T_A = -40°C to +125°C and No load.
MCP9701/9701A: V_{DD} = 3.1V to 5.5V, GND = Ground, T_A = -10°C to +125°C and No load.

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range	T_A	-40	—	+125	°C	**MCP9700/9700A (Note)**
	T_A	-10	—	+125	°C	**MCP9701/9701A (Note)**
Operating Temperature Range	T_A	-40	—	+125	°C	
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	°C	
Thermal Package Resistances						
Thermal Resistance, SC-70-5	θ_{JA}	—	331	—	°C/W	
Thermal Resistance, TO-92-3	θ_{JA}	—	131.9	—	°C/W	

Note: Operation in this range must not cause T_J to exceed Maximum Junction Temperature (+150°C).

Tabella 2: Caratteristiche termiche

Dalle due tabelle precedenti si nota che per il dispositivo scelto, l'intervallo di temperatura misurabile va da -40°C a +125°C,fornendo in uscita una tensione che è esprimibile mediante la relazione(1):

$$(1) \qquad V_{out}(T)=10*10e^{-3}*T+ 500e^{-3} \text{ [V]}$$

Per effettuare la misura della temperatura al decimo di grado, dovremo utilizzare un convertitore analogico digitale che possieda un quanto pari ad 1mv, ciò è possibile sfruttando il PIC18F26K80, in quanto possiede internamente convertitori ADC a 12 bit con una tensione di fondo scala selezionabile, che imposteremo a 4,096V. In queste condizioni il quanto del convertitore è dato dalla relazione(2):

$$(2) \qquad Q=V_{fs}/2^{12}=4{,}096/4096=1mV$$

Dalla relazione(1) si nota che per T=0 abbiamo in uscita dal sensore una tensione pari a 500mv, che rappresenta la tensione dello 0°C.Questo significa che per tutte le tensioni superiori ai 500mv misureremo temperature positive, mentre per tensioni inferiori ai 500mv, misureremo temperature negative. Dal momento che per la variazione unitaria della temperatura, avremo un incremento o decremento di 10mv rispetto ai 500mv dello 0°C,con un quanto del convertitore ad 1mv,un grado di temperatura sarà misurato da dieci scatti del convertitore, da questo quindi, la possibilità di misurare la temperatura ad un decimo di grado. Dal momento che lavoriamo con un quanto così piccolo è necessario inserire un filtro passa basso tra l'uscita del sensore l'ingresso del convertitore analogico digitale del microcontrollore. Il filtro è necessario per abbattere il segnale di rumore dovuto sia all'alimentatore che alla presenza di altri circuiti digitali (fonte di rumore) presenti nel sistema. Il tipo di

filtro da utilizzare è molto semplice, ed è di tipo RC passivo, costituito da una resistenza R (di valore 120Ω) e da condensatore C (di valore 10nF) multistrato. Inoltre è necessario filtrare anche la linea di alimentazione del sensore, ma la cosa più importante da realizzare è quella di separare la linea di alimentazione, così come la linea di massa, del dispositivo dalla linea di alimentazione e di massa del resto del circuito. Questa operazione potrà essere realizzata durante la fase di sviluppo del PCB, creando due linee di alimentazione separate, che chiameremo AVCC per l'alimentazione del sensore e VCC per l'alimentazione del resto del sistema. La stessa cosa deve essere realizzata per quanto riguarda la linea di massa, che chiameremo AGND la massa del sensore e GND la massa del resto del circuito. Quindi queste due linee di alimentazione e di massa potranno essere, come si dice in gergo tecnico, splittate in prossimità della linea di alimentazione e di massa dell'alimentatore del sistema che rappresenta il punto ad impedenza più bassa del circuito. Per quanto concerne il progetto di misura della temperatura è stato sviluppato in tre fasi distinte:

1. stesura del software utilizzando il compilatore MikroC rel 6.4
2. simulazione mediante Proteus 8.1
3. verifica sperimentale sfruttando la EasyPic7 della Mikroelektronica

Per quanto concerne la simulazione ho potuto constatare una piccola discrepanza tra la temperatura impostata sul sensore e la tensione in uscita da esso fornita. Infatti impostando la temperatura a 17. 7 °C la tensione in uscita risultava essere di 681 mV, mentre doveva risultare di 677 mV. La figura 1 mette in evidenza questa discrepanza.

Figura 1:Discrepanza tra temperatura impostata sul sensore e tensione di uscita

L'elaborazione fatta dal software, risulta comunque corrette e questo è evidente grazie ai dati visualizzati dal display lcd 20x4. Gli scatti fatti dal convertitore analogico digitale, con un quanto pari a 1 mV devono essere 681, dal momento che la tensione in ingresso è di 681 mv (scatti attuali). Siccome il sensore fornisce allo zero Celsius una tensione in uscita di 500 mV, gli scatti relativi allo zero Celsius devono essere 500 (scatti adc 0°C).Per cui la temperatura è facilmente calcolabile come differenza tra gli scatti fatti del convertitore alla temperatura misurata (scatti attuali) e gli scatti relativi allo zero Celsius. Per la temperatura misurata vale relazione(3):

(3) Temperatura=Scatti_Attuali – Scatti_ADC(0°C)=681-500=181

il che equivale a 18. 1 °C, come mostra il display. La relazione (3) è vera nell'ipotesi che la temperatura, che stiamo misurando, risulti essere maggiore o uguale a 0°C, in questo caso il convertitore analogico digitale dovrà avere in ingresso una tensione maggiore o uguale ai 500 mV. In caso contrario,stiamo misurando temperature negative, il convertitore analogico digitale avrà in ingresso una tensione inferiore ai 500 mV. La temperatura misurata sarà espressa dalla relazione(4):

(4) Temperatura=Scatti_ADC(0°C) – Scatti_Attuali

Vediamo ora le parti fondamentali del software che ci consentono la lettura della temperatura. La prima cosa da fare è quella di assegnare l'uscita analogica del sensore ad uno degli ingressi analogici del convertitore del PIC18F26K80 e questo è riportato nei listato 1.

Collegamento del sensore all'ingresso RA0 del convertitore ADC

```
TRISA.B0=1;            // PIN(RA0) ingresso
TRISB.B7=0;            // led segnalazione temperatura-POS/NEG
//--------------------Definizione ingressi ana/digi---------------------------//
ADCON0.ANSEL0=1;       // Pin(RA0)   analogico
ADCON0.ANSEL1=0;       // Pin(RA1)   digitale
ADCON0.ANSEL2=0;       // Pin(RA2)   digitale
ADCON0.ANSEL3=0;       // Pin(RA3)   digitale
ADCON0.ANSEL4=0;       // Pin(RA5)   digitale
ADCON0.ANSEL8=0;       // Pin(RB1)   digitale
ADCON0.ANSEL9=0;       // Pin(RB4)   digitale
ADCON0.ANSEL10=0;      // Pin(RB0)   digitale
```

Listato 1:Collegamento del sensore al convertitore del PIC

Siccome il sensore è stato collegato al pin0 della porta A, il registro TRISA deve essere utilizzato ed in modo particolare dovrà essere settato il primo bit di tale registro, impostando così questo pin come ingresso. Ma deve essere anche utilizzato il registro ADCON0 che permette di dichiarare come analogico l'ingresso sul pin 0 della porta A. Ora la parte più significativa è quella relativa alla configurazione corretta del convertitore analogico digitale del PIC18F26K80, per far ciò è necessario configurare tre registri ed esattamente: ADCON0,ADCON1,ADCON2.

Configurando ADCON0 potremo svolgere le seguenti operazioni:(a)attivare il convertitore,(b) scegliere quale ingresso esterno del multiplexer collegare al convertitore analogico digitale del PIC. Mentre impostando il registro ADCON1 potremo svolgere le seguenti operazioni:(c) determinare l'opportuno valore per la tensione di fondo scala, scegliendo i valori per le tensioni di riferimento $+V_{ref}$ e $-V_{ref}$, (d) stabilire le modalità della convenzione, se differenziale o meno, nel nostro caso visto e considerato che dobbiamo convertire solo un ingresso analogico, la modalità da scegliere è non differenziale. Utilizzando infine il registro ADCON2 potremo impostare:(e) il tempo di acquisizione del tracking and hold,(f) la frequenza di funzionamento del convertitore,(g) il tipo di allineamento dei dati di conversione all'interno dei registri di conversione. Come fare tutto questo è presente nell'listato 2.

Configurazione dei registri ADCON0-ADCON1-ADCON2

```
ADCON0.ADON=1;          // attivo convertitore ADC 12 bit
ADCON1.VCFG1=1;         // tensione Vref+=4.098V
ADCON1.VCFG0=1;
ADCON1.VNCFG=0;         // Vref-=0 AVSS
ADCON1.CHSN2=0;         //Conversione non differenziale
ADCON1.CHSN1=0;
ADCON1.CHSN0=0;
ADCON2.ADFM=1;          // allineamento a destra

ADCON2.ACQT2=0;         // tempo di acquisizione 4 TAD
ADCON2.ACQT1=1;
ADCON2.ACQT0=0;

ADCON2.ADCS2=0;         // frequenza ADC=Fosc/8
ADCON2.ADCS1=0;
ADCON2.ADCS0=1;
```

Listato 2: Configurazione del convertitore ADC

Il convertitore analogico digitale nel processo di misura della temperatura può essere utilizzato in modi diversi, ed esattamente: in polling, in interrupt. La gestione utilizzata in questo tipo di progetto è di tipo polling, ciò significa che dopo aver fornito lo start convertion al convertitore è necessario aspettare il tempo entro il quale il convertitore termina la conversione, prima di poterlo leggere. Il tempo di conversione dipende da diversi fattori quali: la frequenza del segnale di clock ad esso fornito, ed il tempo di acquisizione relativo al traking and hold presente all'interno del microcontrollore. Viene chiamato TAD il tempo necessario per la conversione di 1 bit, tale tempo, per il corretto funzionamento del convertitore non dovrà essere inferiore ad 1 microsecondi con una frequenza massima di lavoro del microcontrollore di 10Mhz. Il calcolo del tempo di conversione è espresso dalla relazione(5):

(5) $T_{conv}=T_{ACQ}+14*TAD$

Imponendo per il tempo di acquisizione(T_{ACQ}) il valore di 4TAD(4 microsecondi), il tempo di conversione si aggira nell'ordine dei 18 microsecondi, che risulta essere un tempo piccolissimo rispetto al tempo di variazione della grandezza fisica da misurare, come la temperatura. Sotto queste condizioni potremmo affermare che l'acquisizione del dato di temperatura avviene in modo corretto anche con un tempo di acquisizione uguale a 0 (T_{ACQ}=0,ACQT<2.0>=000). Quando il tempo di conversione e molto più piccolo del tempo di variazione della grandezza fisica in misura, parleremo di acquisizione di segnali lentamente variabili nel tempo. La figura 2 permette di poter valutare il tempo di conversione. Per ulteriori informazioni è necessario consultare il datasheet del PIC18F26K80(pag.368-pag369).

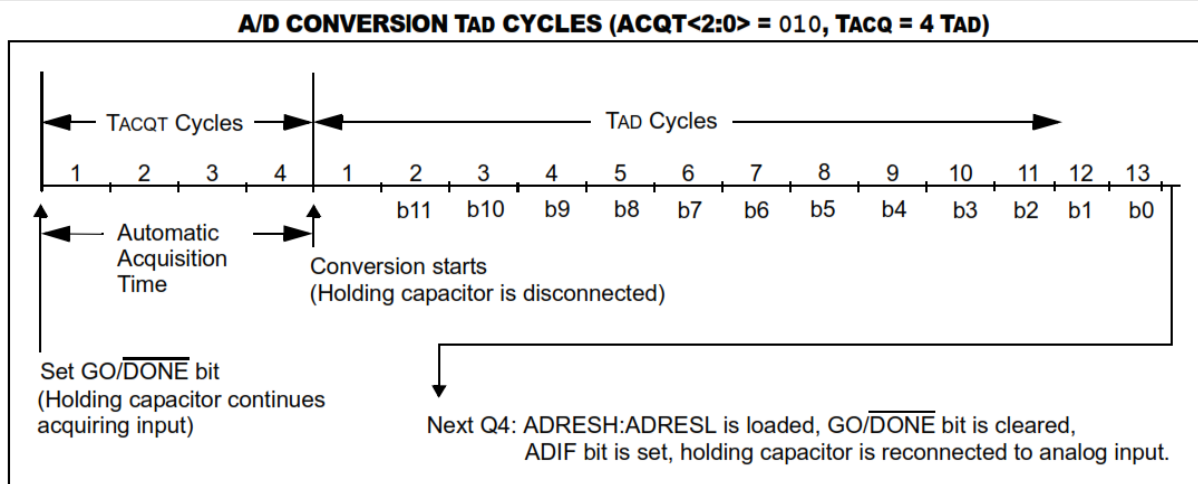



Figura 2:calcolo del tempo di conversione

Ora vediamo la parte del programma che permette l'acquisizione ed il calcolo della temperatura, tale parte è riportata nel listato n 3. La funzione Conversione_Adc(canale_Temperatura) permette di selezionare il canale di acquisizione del multiplexer che dovrà risultare essere associato all'ingresso RA0 così come impostato.Il paramerto(canale_temperatura) assegnato alla funzione in realtà è una costante di valore 0,infatti il pin RA0 è associato al canale AN0 del multiplexer,come mostra la figura 3.

Acquisizione e calcolo temperatura

```
while(1)
 {
   Conversione_Adc(Canale_Temperatura); // seleziono canale di conversione
   ADCON0.GO=1;                    // fornisco stat convertion
   while(ADCON0.GO==1)             // aspettoil convertitore
   {
     asm{nop};
   }
   Radc=((ADRESH<<8)+ADRESL);    // leggo il numero degli scatti
   IntToStr(Radc,Lcd_txt);       // preparo il valore per LCD
   Lcd_Dato_Word(2,16,Lcd_txt); // visualizzo gli scatti adc su LCD

   if(Radc>=500)                 // se temperatura positiva
    {
       LATB.B7=1;                // accendo led temperatura positiva
       Temp=(Radc-500)/10;       // calclolo parte intera temperatura;
       Temp_Decim=(Radc%10);     // calcolo parte decimale temperatura
```

Listato 3: Acquisizione e calcolo della termperatura

Figura 3: Convertitore analogico digitale

Il corpo della funzione in questione è assai semplice e permette di impostare i bit CHS4,CHS3,CHS2,CHS1,CHS0 del registro ADCON0, che consentono la scelta dell'ingresso del mutiplexer, come riportato nel listato 4.

Funzione selezione canale di acquisizione

```
/*****************************************************************
 * Nome Funzione:                                                *
 *    <f_nome>                                                   *
 * Descrizione:                                                  *
 *    <descrizione>                                              *
 * Parametri Input:                                              *
 *    <lista_parametri>                                          *
 * Parametri Restituiti:                                         *
 *    <lista_parametri>                                          *
 * NOTE:                                                         *
 *    <note>                                                     *
 *****************************************************************/
void Conversione_Adc(unsigned char canale)
 {
   ADCON0.CHS4=canale.B4;
   ADCON0.CHS3=canale.B3;
   ADCON0.CHS2=canale.B2;
   ADCON0.CHS1=canale.B1;
   ADCON0.CHS0=canale.B0;
 }
```

Listato 4: funzione selezione del canale

Per facilitare la lettura dell'articolo riporto le Istruzioni del listato 3 dopo la funzione di assegnazione del canale:

```
ADCON0.GO=1;                  // fornisco start convertion
while(ADCON0.GO==1)           // aspetto il convertitore
 {
      asm{nop};
 }
Radc=((ADRESH<<8)+ADRESL);    // leggo il numero degli scatti
IntToStr(Radc,Lcd_txt);       // preparo il valore per LCD
Lcd_Dato_Word(2,16,Lcd_txt);  // visualizzo scatti adc su LCD
if(Radc>=500)                 // se temperatura positiva
 {
  LATB.B7=1;                // accendo led temperatura positiva
  Temp=(Radc-500)/10;   // calcolo parte intera temperatura;
  Temp_Decim=(Radc%10);// calcolo parte decimale temperatura
```

….
}

Come si nota dopo aver fornito lo start conversion, l’istruzione while() ha il compito di aspettare la fine della conversione prima di leggere il convertitore. Alla variabile Radc viene assegnato il numero degli scatti fatti dal convertitore dopo la conversione. L’istruzione if() ha il compito di stabilire se la temperatura è maggiore o uguale a 0.Infine le istruzioni(1) e (2) calcolano la parte intera e decimale della temperatura:

1. Temp=(Radc-500)/10; // calcolo parte intera temperatura;

2. Temp_Decim=(Radc%10);// calcolo parte decimale temperatura

Il programma nella sua interezza è scaricabile dal sito dell’editore,in quanto non mi è qui possibile riportarlo completamente. Lo schema di principio,la simulazione del progetto e la verifica sperimentale su EasyPic7 sono riportate nelle figura 4 e 5.

Figura 4: Simulazione e schema di principio

Verifica sperimentale con EasyPic7

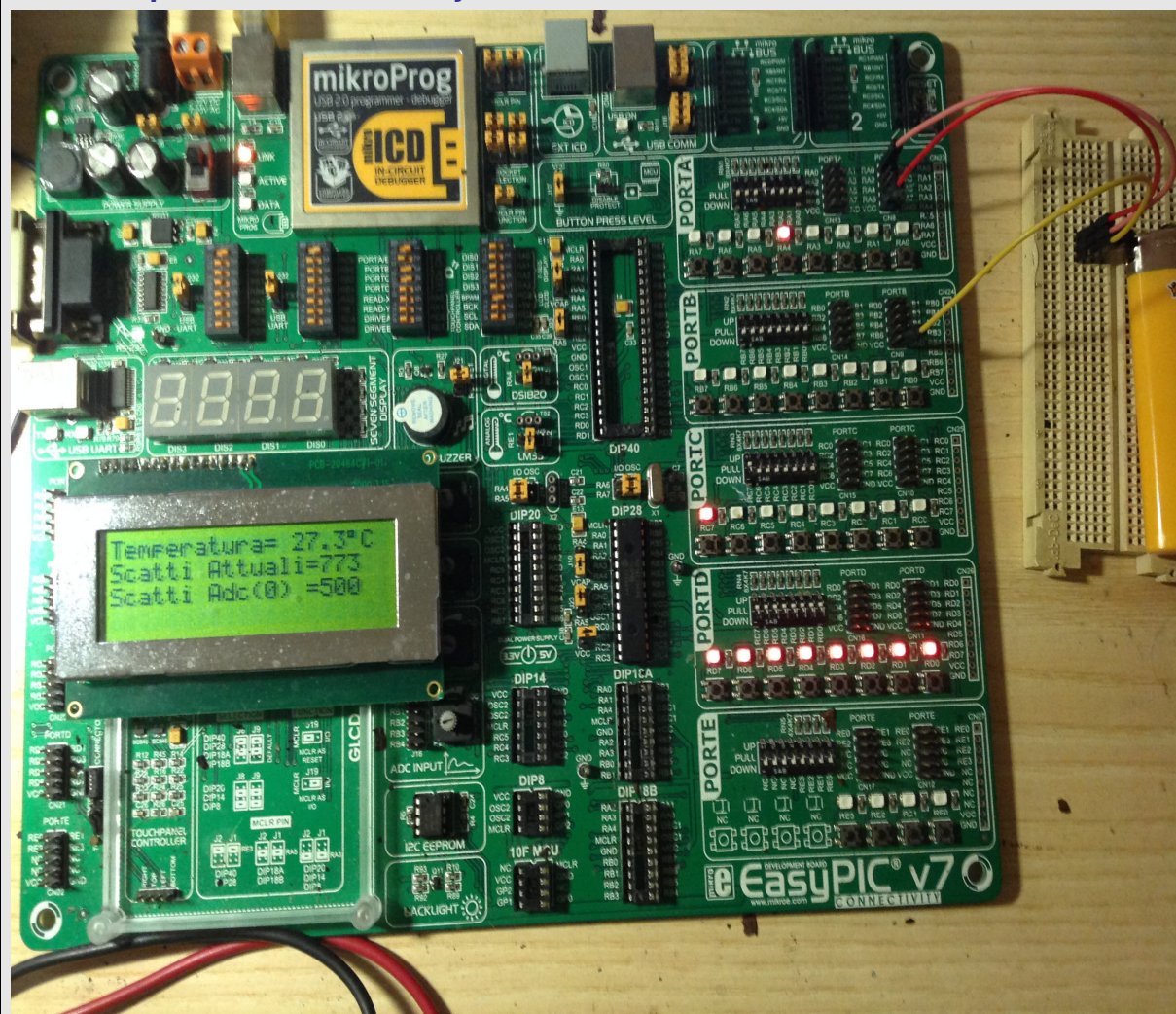



Figura5: Verifica sperimentale su EasyPic7

Come si nota dalla figura 5 i risultati sperimentali dimostrano la corretta impostazione del problema. Per leggere la temperatura di 27,3 °C sono stato costretto a riscaldare il sensore attraverso il calore prodotto da un accendisigari. Dal display si nota come la differenza tra gli scatti attuali e gli scatti relativi allo zero Celsius forniscono la temperatura al decimo di grado.

Conclusioni:

Il sensore utilizzato come accennato in precedenza ha una buona linearità e soprattutto un basso costo. Volendo misurare la temperatura con una maggiore precisione sarebbe stato necessario utilizzare il sensore termico AD590. L'inconveniente dell'utilizzo di questo sensore consiste nel fatto che fornisce una corrente di 1µa per ogni grado kelvin, per tale motivo è necessario realizzare un circuito di condizionamento (facendo uso di circuiti operazionali) per adattare la

grandezza di uscita del sensore a quella di ingresso del convertitore analogico digitale (ricordo che la grandezza di ingresso del convertitore analogico digitale del PIC18F26K80 è una tensione). Un esempio di circuito di condizionamento per AD590 è riportato in figura 6.

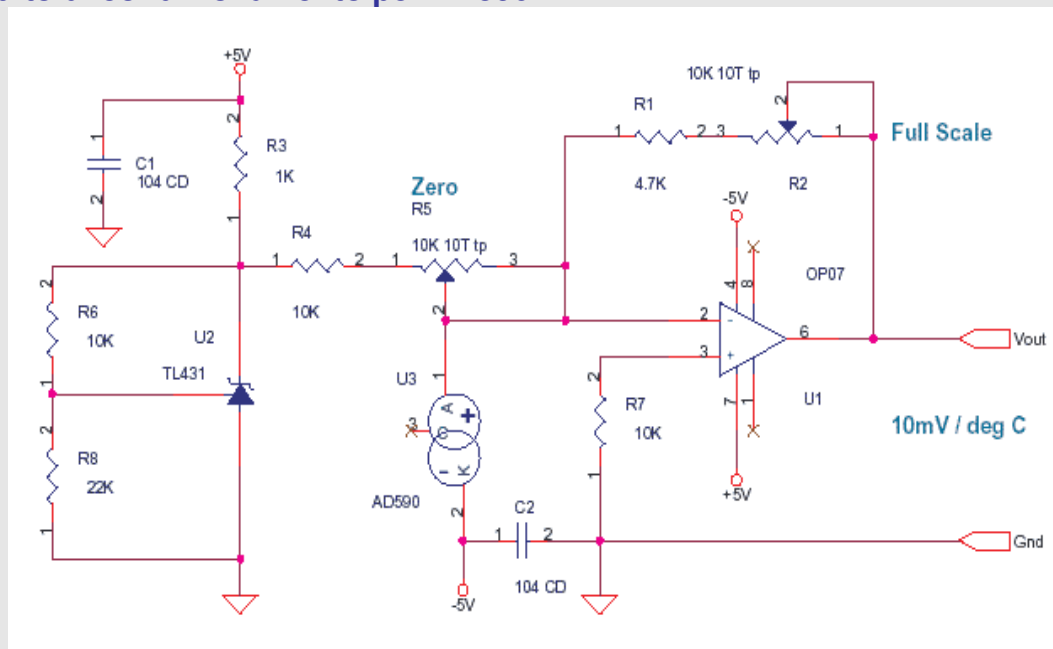



Figura 6 : Circuito di condizionamento AD590

Elenco componenti utilizzati nel progetto	
R1	120 Ω 1/4 W
C1	10nf multistrato
U1	PIC18F26K80
	EasyPic7 della Mikroelektonica

Riferimenti Web:

Sensore MCP9700A
http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en027103

PIC18F26K80
http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en550199

Compilatore MikroC rel 6.4
http://www.mikroe.com/mikroc/pic/

EasyPIc7
http://www.mikroe.com/easypic/

PESCARA 2014

Sezione di PESCARA
Via delle Fornaci, 2
Tel 085 4714835 Fax 085 4711930
http://www.aripescara.org
e-mail: aripescara@aripescara.org

PROTEZIONE CIVILE

DXCC DESK

49ª FIERA MERCATO NAZIONALE DEL RADIOAMATORE DI PESCARA

IBISCO

29 e 30 NOVEMBRE 2014

CITTA' SANT'ANGELO (PE) - Centro IBISCO - Via Lungofino
SABATO 9:15 - 19:00 DOMENICA 9:00 - 19:00
AMPIO PARCHEGGIO - SERVIZIO RISTORO E BAR - SALA CONVEGNI

Quarta Gara della Migliore
Autocostruzione Elettronica
Regolamento sul sito della Sezione

powered by A.F.R.A.

con il patrocinio di: REGIONE ABRUZZO — Provincia di Pescara — Comune di Città Sant'Angelo

puoi acquistare il tuo biglietto on-line su ciaotickets www.ciaotickets.com

SEZIONE DISPLAY 7 SEGMENTI

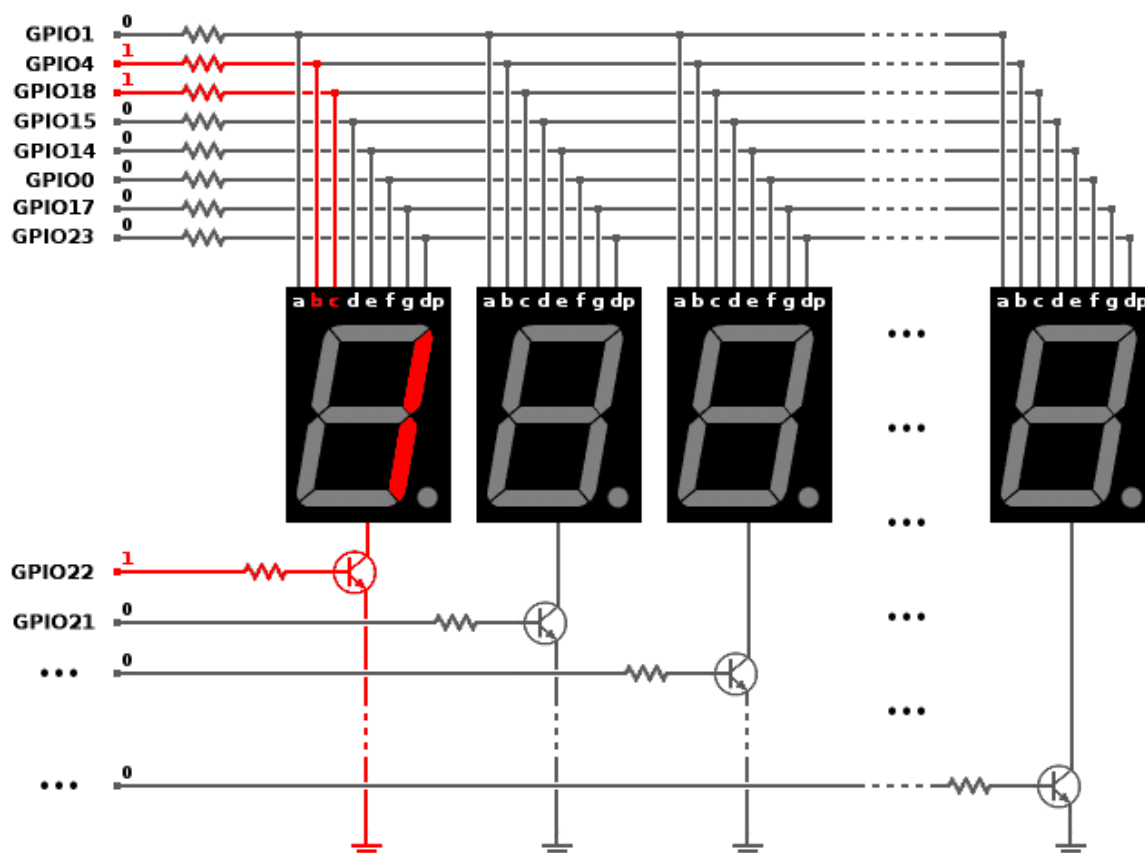
di Massimiliano Miocchi

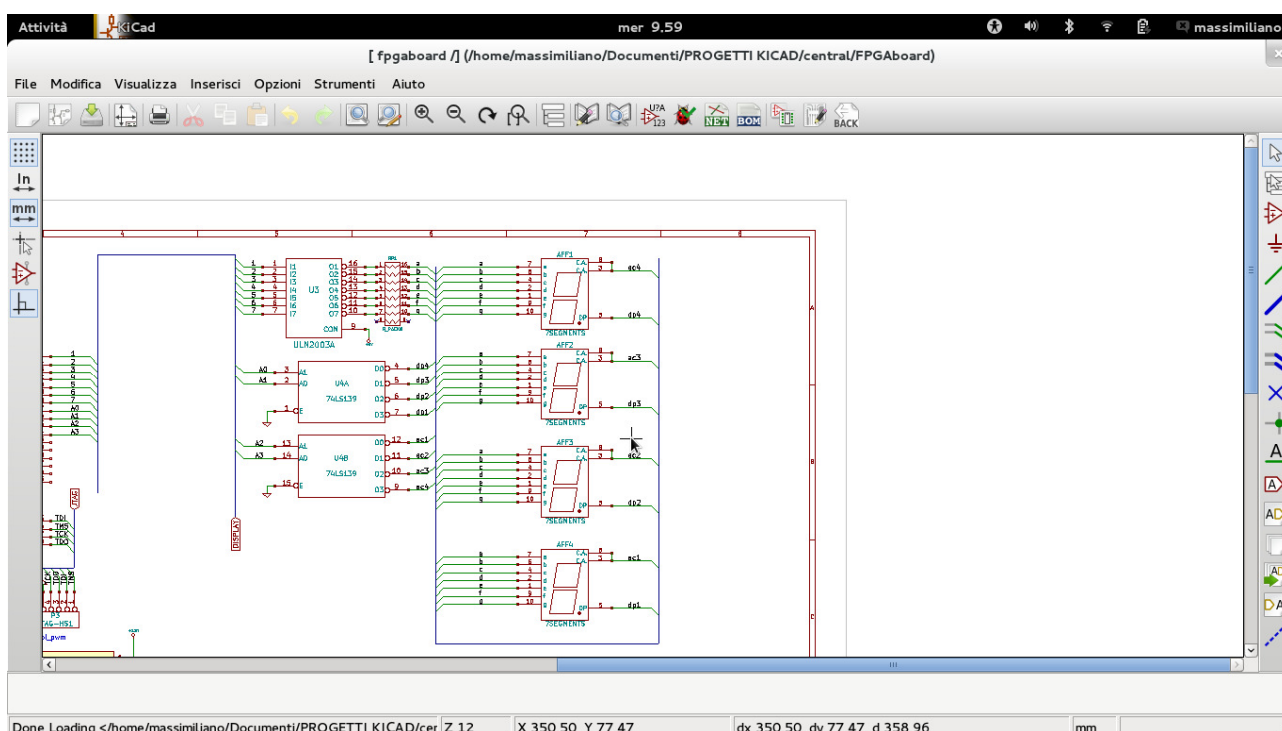
Continuiamo il nostro percorso all'interno della FPGA Board, nella precedente pubblicazione abbiamo visto come integrare un ADC SPI a supporto della nostra CPLD XC9536/72, oggi parleremo della sezione display 7 segmenti con alcune varianti.

Normalmente gestire un display 7 segmenti a basso consumo per questi dispositivi come per tutte le famiglie ASIC non è un problema, gli assorbimenti anodici o catodici se non superano i 10mA non necessitano di driver. In questa circostanza ho volutamente inserito un driver e shiftato alcune funzioni.

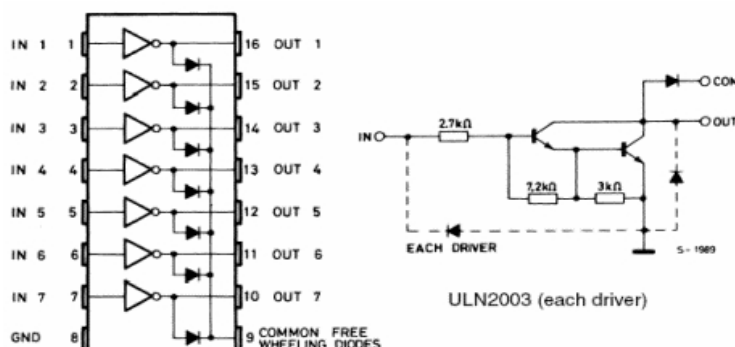
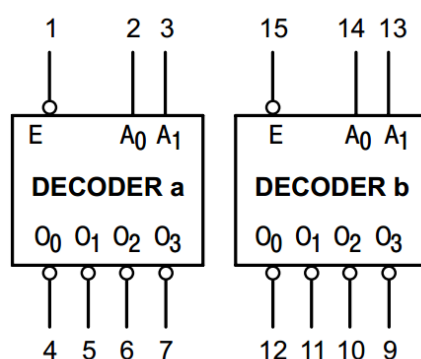
Ci sono diverse tipologie per gestire una serie di display a 7 segmenti e ognuna di queste può risultare più o meno vantaggiosa, a seconda delle proprie necessità. In questo favoloso progetto ho deciso di gestire i display con la tecnica del multiplexing, molto usata la dove si richiede un risparmio in termini di pin. Vediamo ora in cosa consiste questa tecnica del multiplexing:

TECNICA MULTIPLEXING

Per meglio capire in cosa consiste questa tecnica e il principo su cui si fonda diamo uno sguardo alla figura:

come noterete ogni segmento è gestito in modo indipendente, e con l'ausilio dei transistor possiamo abilitare il display che in quel momento deve essere gestito. La sezione di colore rosso rapprsenta il display usato e gli altri sono spenti, se questa

procedura viene reiterata ad una frequenza intorno ai 100Hz grazie alla persistenza dell'immagine sulla retina avremmo la sensazione di vederli tutti accesi. Ora gestire in questo modo una serie di 4 o più display capite porta ad un notevole risparmio in termini di pin, utilizziamo solo 7 pin anziché 28 o più. Di contro si ha che la corrente richiesta è maggiore, dovuto al fatto che stiamo gestendo in switching e la luminosità regolata ha dei limiti proprio dettati dalla frequenza di lavoro. Problemi che su 4 display sono più che gestibili, ma di fatto esistono.
Come da schema il collegamento è di tipo catodo comune, è di facile comprensione basti vedere i transistor che hanno il compito di chiudere a massa una volta polarizzati nella base abilitando il display di conseguenza. Ora io ho apportato una variante come da figura:

noterete che per la gestione dei sette segmenti ho interfacciato un ULN2003A un classico driver open collector e per la gestione dei display e dei relativi dip ho utilizzato dei comunissimi mux SN74LS139, in questo modo utilizzo 4 pin anziché otto. Certo avremmo potuto semplificare molto le cose, ma lo scopo di questa “complicazione” risiede nel fatto di imparare ad utilizzare dove serve anche tecnologie di supporto. Questa circuiteria ci consente di utilizzare display più prestanti sia in termini di dimensione di conseguenza di corrente e quindi una maggiore luminosità.

Vediamo in dettaglio questo famosissimo driver ULN2003A.
ULN2003A è un array di **7 transistor darlington** con emettitori in comune e corrente di uscita fino a **500mA**. I diodi di protezione sono inclusi nel circuito integrato per pilotare carichi induttivi senza aggiunta di componenti esterni. Applicazioni tipiche sono il controllo di motori, l'azionamento di relè, solenoidi, lampade, ecc. I transistor integrati sono ad alta tensione per pilotare direttamente il carico e gli ingressi
possono essere collegati direttamente alle porte di I/O di un microcntrollore poichè è

presente internamente una resistenza di limitazione di base. Questo semplifica notevolmente il circuito, ed inoltre la disposizione dei pin è tale da avere tutti gli ingressi su un lato del package **DIP16** e tutte le uscite sull'altro, per una disposizione semplificata delle piste sul circuito stampato. Per maggiori dettagli invito tutti i lettori a dare uno sguardo ai datasheet.

Questo driver ha il compito di pilotare in corrente ogni singolo segmento del display, cosi facendo possiamo utilizzare display anche da un pollice di dimensioni il cui assorbimento gira intorno ai 300mA. Per poter abilitare i singoli display abbiamo visto che è possibile ricorrendo a dei normalissimi BJT o diversamente come nel nostro caso utilizzando dei decoder 2 a 4, questo ci consente di operare a 360 gradi su tutti i display gestendo oltre la loro abilitazione anche ogni singolo dip. Per dip intendo il puntino.
Chi è il SN74LS139:
E un semplicissimo Multiplexer 2 to 4, questo significa che a seconda del valore binario posto al suo ingresso, ci ritroveremo un livello alto o basso sulla sua corrispondente uscita. Focalizzate l'attenzione sulla figura seguente:

abbiamo l’ingresso di abilitazione E che attiva il decoder, due ingressi A0 A1 con i quali è possibile selezionare una delle quattro uscite, questo significa che se voglio portare a uno l'uscita O2 mi basta semplicemente porre il valore due in binario ai pin A0A1, cioè 01. Stesso discorso dicasi per la gestione dei segmenti dip. Capite che in

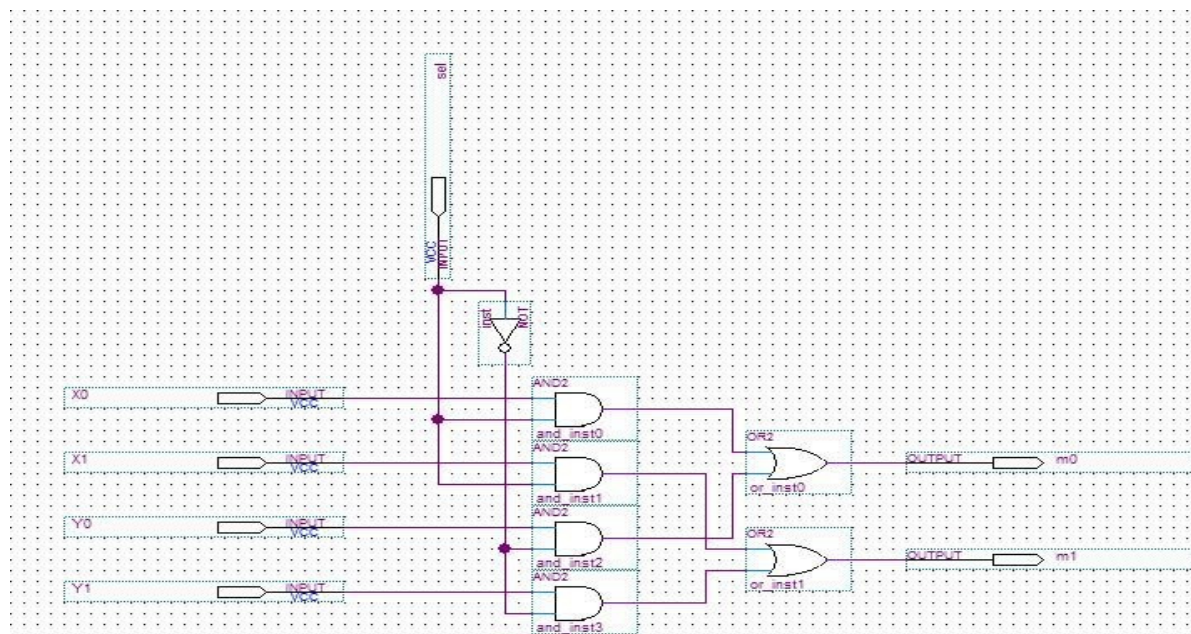
questo modo oltre al vantaggio del risparmio di 4 pin ho la completa gestione di ogni singolo display cosa non possibile nella prima figura. Lascio comunque al lettore l'eventuale approfondimento ricorrendo alla lettura del datasheet.

Utilizzare la tecnica del multiplexing non è facile, specialmente utilizzando una CPLD nella quale i fattori di inerzia sono tanti, a partire in primis dal numero di macrocelle a disposizione e dei gate disponibili, oltre alla difficoltà di una razionalizzazione del code VHDL. Quindi vedremo con semplici esempi molto più avanti come sia possibile utilizzare dei display scrivendo del codice VHDL che implementi la funzione multiplexing. Avremmo potuto scrivere un codice in VHDL per realizzare i decoder come da esempio:

```
-- 4to2 Multiplexer
-- inputs: sel, X0, X1, Y0, Y1
-- outputs: m0, m1

LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;

entity MUX4_2 is
 PORT( sel: in bit; X0: in bit; X1: in bit; Y0: in bit; Y1: in bit;
    m0: out bit; m1: out bit);
end MUX4_2;

architecture logic of MUX4_2 is
    begin
 m0 <= (X0 and sel) or (Y0 and not sel);
      m1 <= (X1 and sel) or (Y1 and not sel);
    end logic;
```

Come si vede il codice è molto semplice. Ma avendo a disposizione limitate risorse ho dovuto utilizzare chip già pronti, in questo modo possiamo accingere a tutte le 44 macrocelle e i gate della XC9536/72. Il lettore tenga presente che lo scopo di questo minicorso è proprio quello di famigliarizzare con le FPGA/CPLD Xilinx e del linguaggio Verilog, non quello di analizzare nel profondo i decoder 74139.

Conclusioni

In questo breve articolo ho esposto in modo semplice le motivazioni che mi hanno spinto a realizzare una ciruiteria piuttosto che un'altra, ma questo non deve ingannare il lettore poiché le soluzioni circuitali alla sezione display sono veramente molte, quello che a me preme è che il lettore cominci a famigliarizzare con il concetto di progettazione a stati finiti essenziale per la comprensione della tecnologia digitale FPGA/CPLD ivi compresa. Per tutti coloro fossero interessati a tali argomenti possono contattarmi attraverso la rivista Fare Elettronica. Nei prossimi articoli descriveremo la sezione input e output a led con interessanti varianti, per poi addentrarci pian piano nel mondo del linguaggio Verilog.

STADI DI POTENZA PER IL CONTROLLO MOTORE

Questo articolo presenta le varie tipologie di driver di potenza per il controllo motore, soffermandosi sulle differenze e sulle tecniche di ottimizzazione.

In questo articolo prenderemo in considerazione le diverse tecniche di pilotaggio di un motore in corrente continua, la scelta di una tipologia piuttosto che un'altra possono essere legate al tipo di azione che il motore deve svolgere. Per esempio sono fattori determinanti il requisito di poter invertire il verso di rotazione del motore oppure la necessità di mantenere il motore frenato.
I motori DC hanno un elevato rapporto peso/potenza, hanno un'elevata coppia di spunto (ideali per la trazione) e sono facilmente regolabili nella velocità e nella coppia utilizzando dei semplici segnali PWM di controllo.
I loro punti deboli sono nelle spazzole, che a lungo andare si rilevavo fragili ed inaffidabili, limitano la velocità massima e provocando picchi di tensione e notevoli disturbi dovuti al loro strisciamento che si ripercuotono sull'elettronica che li pilota.
Le spazzole (brush) sono dei cilindri in carbone o contatti in metallo che strisciano sul alcuni contatti elettrici ricavati nell'albero (il collettore) ed hanno il compito di portare la tensione di alimentazione all'avvolgimento del rotore.

Pilotaggio di un motore DC con un mosfet nel primo quadrante

Questa tipologia di pilotaggio del motore è sicuramente la più semplice, ma risulta anche la meno flessibile. Si utilizza un mosfet con un opportuno pilotaggio di gate, solitamente un segnale PWM, per fornire la tensione di alimentazione ai capi del motore. Il diodo in parallelo al mosfet serve come protezione ed è solitamente integrato nel mosfet stesso. Se viene richiesta un elevata velocità allora sara necessario aggiungere un diodo supplementare esterno.
Il pilotaggio di gate e bene che sia bufferato con un amplificatore di corrente in modo da poter caricare e scaricare velocemente la capacità in ingresso Cgs. La resistenza d'uscita del buffer (R0) deve essere piccola per non aumentare troppo la costante di tempo t = R0 * Cgs , rallentando la velocità di risposta.

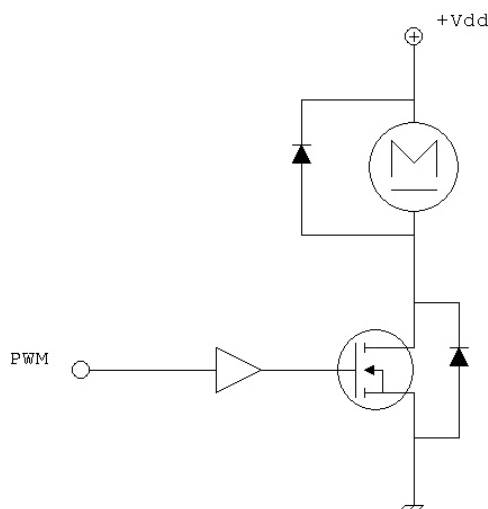



Figura 1: Pilotaggio del motore con mosfet.

Il diodo in parallelo al motore è necessario a causa del comportamento induttivo di questo. Infatti il motore è sostanzialmente, dal punto di vista elettrico, un induttore; la corrente che viene accumulata tende quindi a rimanere costante nel tempo. Se, improvvisamente, come avviene nel pilotaggio PWM, si apre il MOS che alimenta il motore abbiamo un aumento repentino della resistenza: per la legge di ohm la tensione sale quindi improvvisamente rischiando di distruggere il MOS stesso. I diodi servono per fornire una via per il passaggio di questa corrente. Il tempo di intervento del diodo deve essere molto piccolo e comparabile con i tempi di commutazione dei MOS (decine o al massimo centinaia di nS); non sono quindi adatti diodi per impieghi generici tipo il classico 1N4001. Nel caso di pilotaggio PWM, il diodo deve essere in grado di resistere a correnti elevate e pari a quella massima che attraversa il motore; non sono quindi in genere adatti neppure i diodi 1N4148, veloci ma capaci solo si resistere a correnti fino a 100mA.
Per applicazioni con problemi di EMC spesso si inserisce un condensatore non polarizzato da qualche frazione di microfarad ai capi del motore, oppure due condensatori da una decina di picofarad tra i terminali del motore e massa. Questa aggiunta aiuta a ridurre le emissioni EMI prodotte dalle spazzole e trasferite ai cavi di alimentazioni evitando possibili malfunzionamenti anche gravi dei circuiti elettronici posti nei pressi del motore. Il circuito in figura 1 è nella configurazione low-side, spesso la più utilizzata, in alternativa si può utilizzare la configurazioni high-side con il drain del mosfet direttamente collegato all'alimentazione ed il motore connesso tra source e massa.
Il motore nella situazione di figura 1 non può invertire la rotazione perché non si può invertire la tensione di alimentazione. La coppia erogata C vale C=kFI dove I è la corrente assorbita dal motore. Con questo circuito il motore può essere pilotato, come si dice, solo nel primo quadrante, cioè può girare solo in un verso, sia pure a velocità variabile, ed erogare una coppia pure unidirezionale. Graficamente il tutto e schematizzato in figura 2.

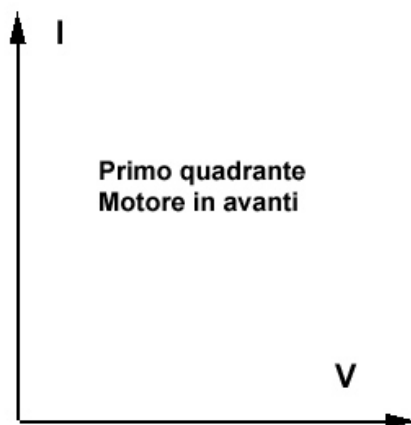



Figura 2: Pilotaggio motore nel primo quadrante.

Pilotaggio di un motore DC a due quadranti

Il pilotaggio del motore a due quadranti permette l'inversione della coppia ed è realizzabile con uno schema a mezzo ponte (half bridge) realizzabile anche con dispositivi diversi dal mosfet.

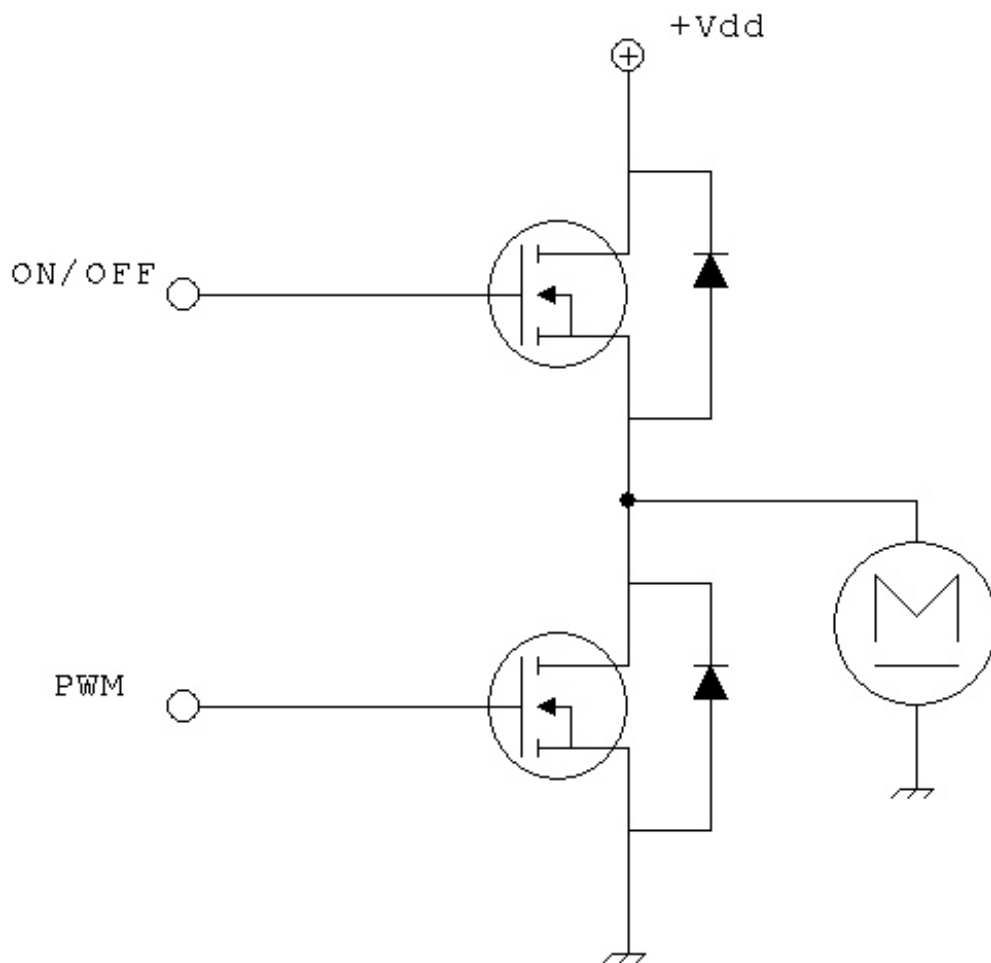



Figura 3: Pilotaggio motore a mezzo ponte.

Questo circuito permette il recupero dell'energia reattiva immagazzinata nell'induttanza L degli avvolgimenti. Il motore a regime è pilotato dal mosfet alto del ponte, esattamente come descritto per il funzionamento ad un quadrante. Nel funzionamento a recupero il motore ruota ad una velocità tale per cui la fcem supera la tensione di alimentazione invertendo il verso della corrente e della coppia.
Si parla quindi di frenatura a recupero dove il verso della corrente si inverte come quello della coppia che diviene resistente (funzionamento nel quarto quadrante). L'entità della corrente è regolata dal PWM del mosfet basso del ponte. Ad ogni spegnimento di questo mosfet l'energia fluisce verso l'alimentazione attraverso il diodo di libera circolazione in parallelo ad mosfet alto che passa in conduzione.
Il suo funzionamento si dice a due quadranti come in figura 4.

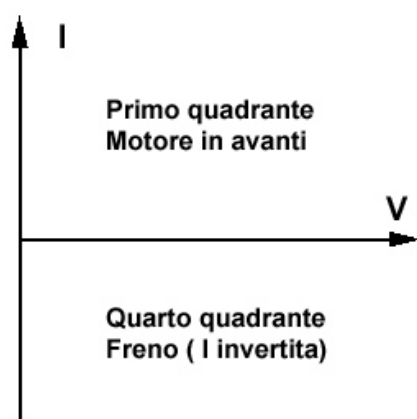



Figura 4: Pilotaggio motore a due quadranti.

Pilotaggio a quattro quadranti con mezzo ponte

Lo stesso circuito utilizzato per il pilotaggio da due quadranti può essere efficacemente utilizzato per un pilotaggio a quattro quadranti, a patto di avere a disposizione una alimentazione duale. La conduzione alternata dei due mosfet determina il verso di rotazione del motore, con la precauzione di non avere mai entrambi attivi per non avere un corto circuito tra alimentazione e massa.

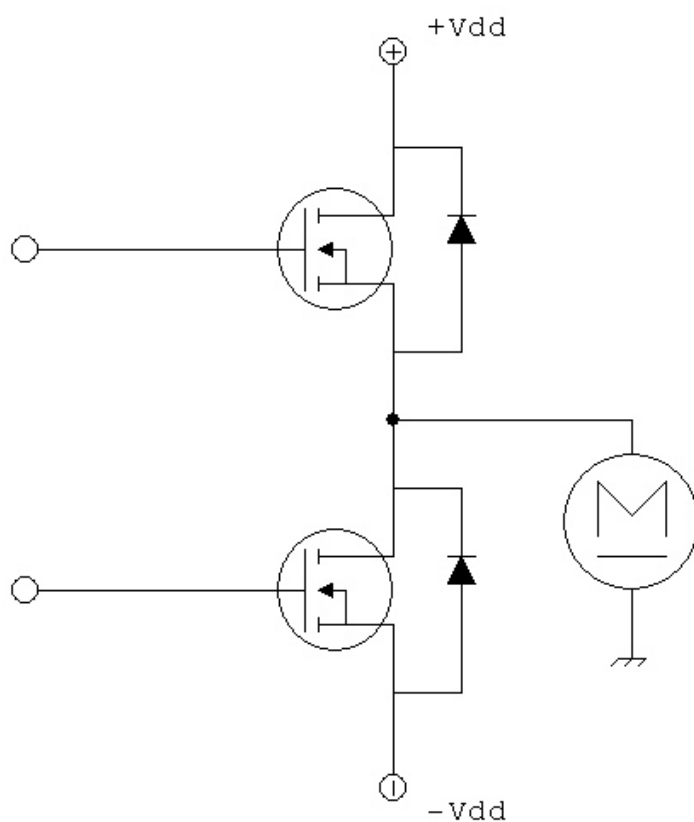



Figura 5: Pilotaggio motore con alimentazione duale.

Pilotaggio a quattro quadranti con ponte intero

La soluzione ottimale di controllo a quattro quadranti si ottiene utilizzando un ponte intero (full bridge) o come viene chiamato ponte a H.
Il ponte intero è composto da quattro mosfet connessi come in figura 6. Esaminiamone il funzionamento, il primo verso di rotazione si ottiene attivando contemporaneamente M1 ed M2. Il secondo M3 ed M4. Nei due casi la tensione di alimentazione del motore ha versi opposti pur con una alimentazione di un solo segno. L'alimentazione singola è sicuramente più comoda per questo la struttura a ponte è la più diffusa. Il funzionamento da freno è possibile nel secondo e quarto quadrante.

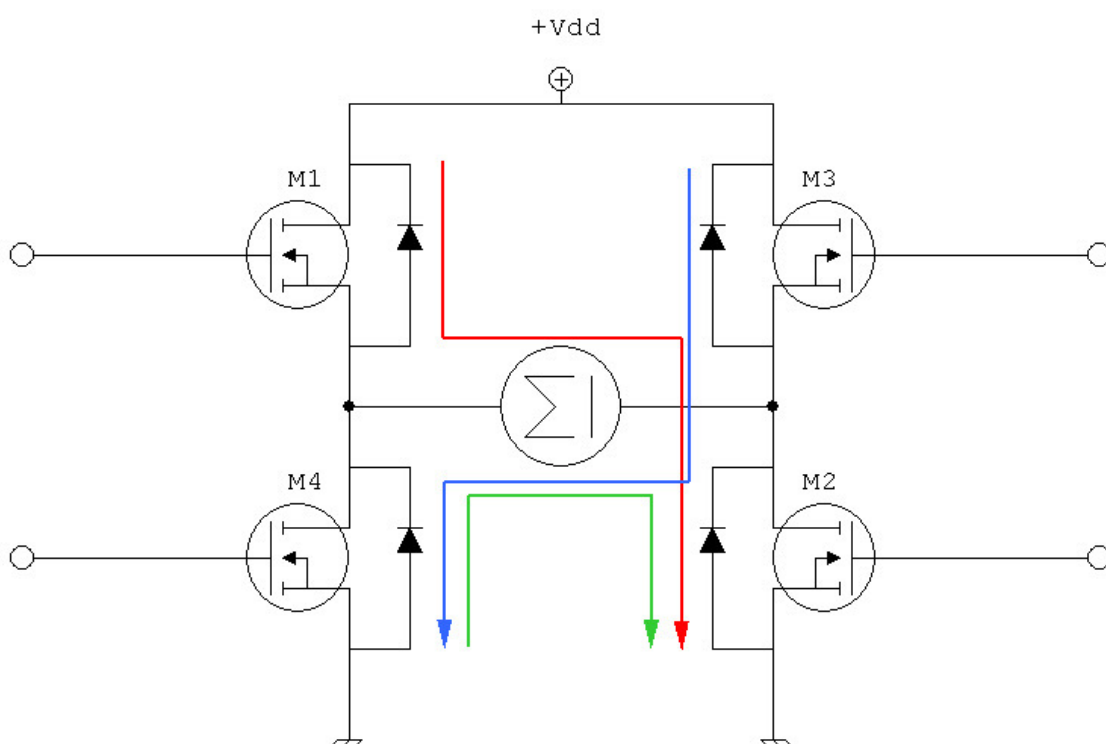



Figura 6: Pilotaggio motore con ponte intero.

Ovviamente durante le fasi di frenata la corrente accumulata nell'induttanza del motore si scarica attraverso i diodi verso la tensione di alimentazione che quindi deve essere adeguatamente protetta con un condensatore di elevata capacità e diodi. Oltre al funzionamento con il pilotaggio delle coppie di mosfet in diagonale il ponte ad H è in grado di funzionare anche con un segnale PWM a patto che alle coppie di mosfet diagonali vengano forniti due segnali PWM di fase opposta. In questo caso se il duty-cycle è maggiore del 50% il motore ruota in un verso ad una velocità proporzionale al DC stesso, Se invece è minore del 50% il motore ruota nell'altro verso. Il motore risulta quindi controllato in velocità da un solo segnale.
Un problema di questo circuito è legato alla difficoltà di pilotare i due MOS superiori, soprattutto se la tensione di alimentazione è elevata: infatti i loro drain non sono connessi a massa ma ad una tensione variabile. Come effetto si ha che l'ampiezza

degli impulsi di pilotaggio non deve essere riferita a massa ma al source e quindi deve essere superiore alla tensione di alimentazione del motore. La soluzione prevede in genere traslatori di livello associati a circuiti a pompa di carica (per ottenere tensioni superiori a quella di alimentazione) e, per le tensioni più elevate, isolamento ottico. In commercio si trovano appositi circuiti integrati che integrano queste funzioni.

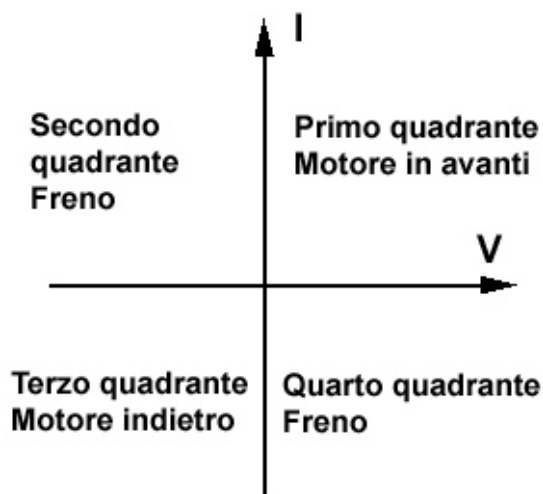



Figura 7: Pilotaggio motore a quattro quadranti.

Assolutamente da evitare la situazione di conduzione contemporanea dei due mosfet dello stesso ramo in quanto ciò causerebbe una corrente elevata tra alimentazione e massa. Per evitare il problema in genere si attende un certo tempo tra lo spegnimento di una coppia di mosfet e l'accensione di un'altra. Questo tempo viene chiamato dead-time.
Da notare che a volte nella configurazione ad H non si usano diodi discreti in quanto sono già integrati all'interno dei transistor: questa soluzione va però valutata attentamente perché a volte tali diodi non sono sufficientemente veloci, valgono quindi le stesse considerazioni espresse in precedenza.

Ponte ad H integrato

Ovviamente il ponte ad H può essere costruito utilizzando componentistica discreta, ma in commercio esistono dei ponti integrati già ottimizzati per le applicazioni di controllo motore che garantiscono ottime prestazioni e un occupazione d’area sulla scheda notevolmente inferiore rispetto alla soluzione discreta. In molti casi come per esempio per l’ SN754410 (Texas Instrumets) o l' L293D (ST) i diodi di ricircolo sono addirittura integrati. In figura 8 è riportato lo schema a blocchi interno dell’L298 (ST) che permette d raggiungere correnti fino a 2A e può anche essere montato in parallelo.

Figura 8: Schema a blocchi dell'L298, doppio ponte ad H integrato.

Tale integrato è costituito da quattro mezzi ponti H (numerati in figura come 1-2-3-4) ognuno dei quali è costituito da due transistor e da una logica che li comanda in modo da accenderne solo uno alla volta: quando il transistor superiore di un mezzo ponte è in conduzione quello inferiore sarà necessariamente spento e viceversa. E' inoltre presente un comando di ENABLE che permette di inibire il funzionamento di una coppia di mezzi ponti.
Si può inoltre notare la presenza di due pin dedicati alla connessione di una resistenza di sense per monitorare la corrente che scorre nel motore (utile per un controllare l'assorbimento di corrente ed evitare rischiosi stalli del motore).

Bibliografia e riferimenti

- http://it.wikipedia.org/wiki/Motore_in_corrente_continua
- http://www.vincenzov.net/tutorial/motoridc/motoridc.htm
- L298 Datasheet from ST website (www.st.com)

Il fascino delle valvole

Il componente che segnè la svolta dell'elettronica conserva tuttoggi il suo fascino. Ripercorriamone le tappe principali e utilizziamole per la costruzione di un radioricevitore in stile vintage.

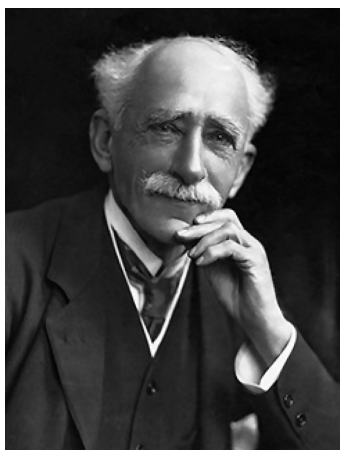
Per capire la rivoluzione che introdusse la nascita del rivelatori a tubo termoionico, bisogna fare un passo indietro, quando si utilizzavano rilevatori a galena, minerale ricavato dall'estrazione dell'argento, che permetteva, pur se con qualche difficoltà di regolazione, di sfruttare le sue caratteristiche di semiconduzione, ottenendo praticamente i primi diodi a stato solido, o il più datato Coherer (o Coesore, in italiano) inventato dall'italianissimo Temistocle Calzecchi Onesti (1853-1922). Questi primi sistemi di rivelazione erano poco sensibili e molto suscettibili ai disturbi esterni, cosa che spinse senz'altro alla ricerca di sistemi alternativi, che iniziarono a concretizzarsi e ad evolvere con la nascita delle valvole termoioniche. La storia della valvola termoionica ebbe inizio nel lontano 1875, per mano di Thomas Alva Edison (1847-1931), inventore statunitense autodidatta.

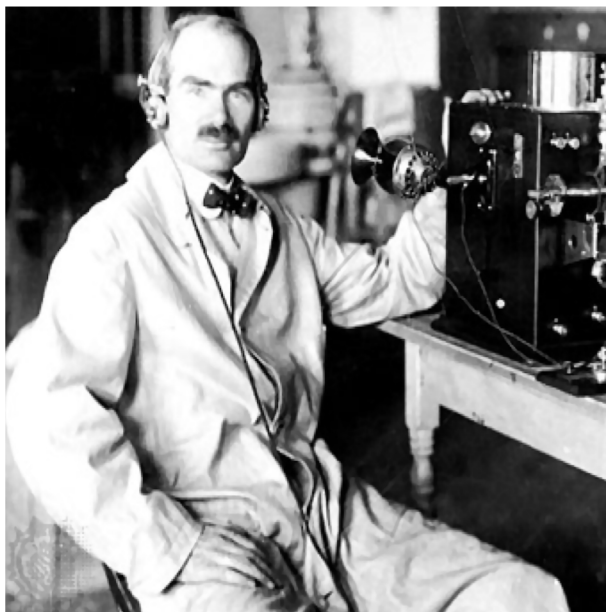
Thomas Alva Edison.

La sua scoperta avvenne in maniera del tutto casuale, quando Edison acquistando il brevetto di Woodward ed Evans della lampada ad incandescenza, con lo scopo di migliorarne il funzionamento e allungarne la vita, per commercializzarla in seguito, notò come dopo alcune ore di funzionamento, si annerisse internamente il bulbo di vetro e come il filamento, il filo metallico che diventa incandescente ed emette luce al passaggio di corrente, si bruciasse con estrema facilità. Per tentare di risolvere l'inconveniente dell'annerimento del bulbo, Edison e i suoi tecnici decisero di inserire una piccola piastrina metallica all'interno del bulbo: l'aggiunta di questo conduttore metallico non risolse certo i problemi di funzionamento della lampada ad incandescenza, ma aprì la strada ad una nuova tecnologia. Infatti egli si accorse come, collegando esternamente una pila, con il negativo rivolto verso il filamento ed il positivo rivolto verso questa "nuova" piastrina, vi fosse un passaggio di corrente tra i due elettrodi, nonostante il vuoto fatto nel bulbo, cosa che in quell'epoca era ritenuta impossibile. Non seppe però rendersi esattamente conto della reale portata della

scoperta che aveva tra le mani. Successivamente, questo fenomeno venne studiato anche dall'inglese Owen William Richardson (1879-1959), che gli valse il Premio Nobel per la fisica nel 1928: da allora il fenomeno conosciuto come effetto termoelettronico di Edison è noto anche come effetto Edison-Richardson.

Owen William Richardson.

Richardson riteneva che il fenomeno fosse dovuto all'emissione di ioni dal filamento rovente, in modo analogo ad una emissione di gas: solo più tardi ci si convinse che il filamento emettesse elettroni. Studi successivamente condotti da Richardson e dal fisico statunitense Irving Langmuir (1881-1957), permisero di stabilire le leggi che governano il fenomeno, come ad esempio la relazione tra temperatura del filamento e la corrente elettronica emessa. Tuttavia non si poteva ancora parlare di tubi termoionici veri e propri. Ma, nel 1904, si ebbe la svolta definitiva nel campo dell'elettrotecnica e telecomunicazioni, grazie al contributo dell'inglese Jhon Ambrose Fleming. Jhon Ambrose Fleming (1849-1945), ricercatore della Compagnia Marconi, nonché “padre” del primo Diodo ad effetto termoionico, che, stimolato dalle scoperte di Edison, riuscì finalmente a fornire una spiegazione scientifica a questo fenomeno.

Jhon Ambros Fleming.

Una delle evoluzioni più importanti dei diodi termoionici si ebbe nel 1907, quando il fisico statunitense Lee De Forest (1873-1961) collocò, per cercare di risolvere il problema delle frequenti bruciature del filamento, un secondo filamento di scorta all'interno del diodo termoionico, in maniera che, quando se ne bruciasse uno, si potesse accendere l'altro. Scoprì così che il filamento spento poteva controllare, se opportunamente polarizzato, il flusso di corrente tra il filamento e la placca. Questo nuovo elettrodo venne chiamato Griglia di Controllo. Il termine " Griglia" deriva dal fatto che, questo terzo elettrodo, dovendo essere trasparente al flusso elettronico quando non polarizzato, veniva realizzato in una struttura a maglie: nacque così il Triodo. Questo nuovo e rivoluzionario componente elettronico è stato il primo componente " attivo" della storia inventato dall'uomo, dove, per componente "attivo" si intende quel componente che è in grado di innalzare il livello di un segnale applicato al suo ingresso invece di attenuarlo, come era stato fino a quei giorni. In principio, il Triodo Termoionico, venne chiamato, da De Forest, Audion. Dopo aver venduto tale brevetto all'azienda AT&T , De Forest si dedicò ad esperimenti di radiodiffusione e, nel tentativo di aumentare i livelli di amplificazione, si trovò ad usare fino a tre Triodi collegati in cascata. Tale configurazione circuitale portava, però, ad un fastidioso innesco di reazione: ma di tale "inconveniente" se ne parlerà più approfonditamente più avanti.

Lee De Forest.

Con l'utilizzo di frequenze sempre più alte, il Triodo mostrò i suoi grandi limiti, rappresentati dallo scarso guadagno che riusciva a fornire, e dalla conseguente non sufficiente amplificazione. Questi problemi sono causati dalle Capacità interelettrodiche, che sono generate dalla formazione di capacità parassite tra gli elementi del triodo (in pratica, gli elettrodi interni al bulbo, si comportano come le armature dei condensatori). La capacità più dannosa è quella che viene a formarsi tra Griglia di Controllo e Anodo. Questo inconveniente venne risolto nel 1927, interponendo un altro elettrodo, chiamato Griglia Schermo, che aveva il compito di schermo elettrostatico e veniva alimentato ad un potenziale positivo. Questa nuova valvola termoionica prese il nome di Tetrodo, appunto per la particolarità di

possedere quattro conduttori. L'utilizzo del Tetrodo in radiotecnica portò ad un significativo aumento di guadagno dovuto ad un sensibile aumento di accelerazione degli elettroni, causata appunto dalla Griglia Schermo, che li attira verso l'anodo. Questo aumento di accelerazione però, portò con sé il fenomeno delle Emissione Secondarie, causate dal bombardamento del conduttore: gli elettroni accelerati che urtavano la placca liberavano degli altri elettroni da essa, per la grande velocità di impatto, perturbando la corrente di polarizzazione della valvola stessa. Per risolvere questo fastidioso problema, verso l'inizio degli anni '30, si sperimentò l'utilizzo di una terza griglia, che doveva neutralizzare gli elettroni emessi a causa di Emissione Secondarie. Questa nuova griglia venne posta tra la placca e la Griglia Schermo e prese il nome di Griglia di Soppressione: per poter funzionare questa griglia viene collegata al potenziale comune di riferimento. Questo tubo prenderà il nome di Pentodo e, in pratica, sarà l'ultima evoluzione di significativa rilevanza dei tubi termoionico, anche per il fatto che da lì a pochi anni si svilupperà il Transistor a stato solido.

In pratica

Come applicazione pratica delle valvole, costruiamo un radioricevitore che lavora sul range di frequenze compreso tra i 7000 Khz e i 7500 Khz, cioè con lunghezza d'onda intorno ai 40 metri. Per demodulare i segnali in AM e CW sfrutta il principio della reazione e, come elemento di rivelazione, utilizza un tubo termoionico 1T4. I blocchi principali che costituiscono il radioricevitore, sono i seguenti:
- Blocco di Presintonia
- Blocco di Sintonia
- Blocco di Rivelazione
- Blocco di Audiofrequenza
- Blocco di Alimentazione

Tali blocchi sono connessi come mostrato in figura 1. Analizziamoli nel dettaglio.

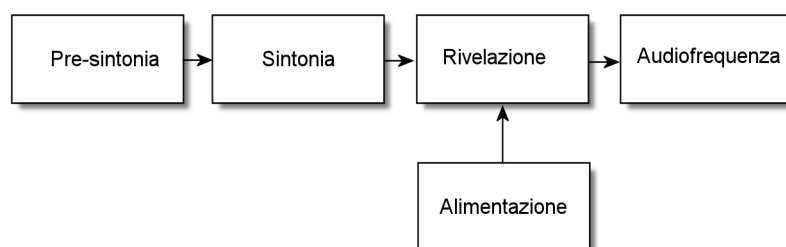



Figura 1: schema a blocchi del ricevitore.

Blocco di Presintonia

Il blocco di presintonia è composto dall'antenna e dal condensatore variabile (figura 2). L'antenna, idealmente, si può paragonare ad un circuito LCR a costanti distribuite quindi, il circuito risultante, sarà un filtro LCR sintonizzato mediante la capacità variabile posta in serie alla antenna stessa.

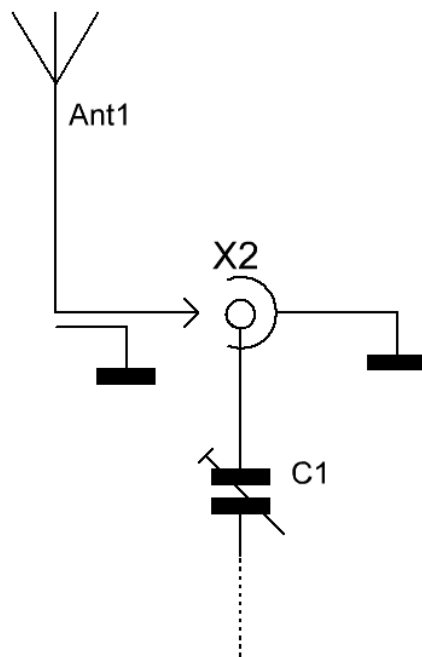



Figura 2: il blocco di pre-sintonia.

Questa operazione di presintonia permette di selezionare la gamma di frequenza in cui il radioricevitore andrà ad operare evitando così di sovraccaricare il circuito di sintonia. Per quanto riguarda la lunghezza dell'antenna, avendo scelto per questa applicazione un dipolo a mezza onda, si avrà:

Lunghezza d'onda: $\lambda=c/f=300000000/7250000=40$metri
(c è la velocità della luce, f la frequenza di utilizzo).

Lunghezza antenna: $L=\lambda/2=20$m

Il dipolo sarà quindi costituito da due bracci lunghi circa 11 metri. In serie all'antenna troviamo il variabile di presintonia che, con la sua capacità variabile, si accorda sulla gamma di frequenza richiesta. Per calcolare approssimativamente il valore del variabile si utilizza la formula della reattanza capacitiva, che offrirà la minima resistenza alla frequenza desiderata, secondo la nota formula:

$xc=1/(2\pi fC)=45\Omega$

dove:

$f=$ frequenza del segnale [MHz]
$C=$ valore del condensatore [μF]
$xc=$ reattanza capacitiva [Ω]

Si avrà quindi cura di scegliere il valore appropriato di capacità per le frequenze utilizzate.

Blocco di Sintonia

Il blocco di sintonia è composto da una bobina con in parallelo un condensatore variabile (figura 3), l'altro condensatore in parallelo serve ad aumentare la capacità del variabile: questi due componenti formano un circuito selettivo LC, sintonizzabile tramite la variazione di capacità del condensatore.

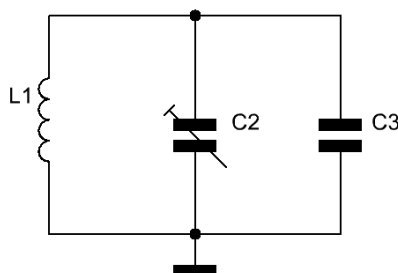



Figura 3: il blocco di sintonia.

I dati fondamentali di questo circuito sintonizzato sono prettamente due: la frequenza fondamentale di accordo f0 e il fattore di merito Q, che definisce in pratica rendimento del filtro stesso. Il fattore di merito Q del circuito risonante e la frequenza f0 si calcolano con le seguenti formule:

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}} \simeq 7MHz$$

$$Q = \frac{2\pi fL}{R}$$

Analizzando la formula si nota come la costante capacitiva del circuito venga trascurata. Nel calcolo del fattore di merito del circuito LCR si tiene conto unicamente dei valori di L e di R, concentrati nella bobina (in termini pratici “per grossi diametri di avvolgimento, grande sezione del filo”).

Blocco di Rivelazione

Per rivelazione, o demodulazione, si intende il processo che permette di separare la componente a frequenza udibile dal vettore a radiofrequenza. Il procedimento che si applica è praticamente l'inverso di quanto si effettua nella fase di trasmissione del segnale, quando la componente ad audiofrequenza viene miscelata alla componente a radiofrequenza (modulazione), prima dell'emissione in antenna. Per questa applicazione, vista l'esiguità dei componenti utilizzati per il progetto “retrò”, si è optato per un sistema di rivelazione cosiddetto a reazione. La rivelazione a reazione è stato uno dei primi sistemi utilizzati per la demodulazione di segnali radio, modulati e non, subito dopo galene, coesori e diodi a vuoto. Il principio si basa essenzialmente, nella sua versione di base, sull'impiego di un triodo termoionico, utilizzato contemporaneamente sia come oscillatore che come rivelatore a battimento (primordi dell'eterodina, dove due segnali distinti, generati da oscillatori “ad hoc”,

vengono opportunamente miscelati tra di loro per ottenere una terza frequenza fissa). In questa applicazione si fa uso di un pentodo 1T4 utilizzando il medesimo principio di funzionamento del triodo. La rivelazione a reazione sfrutta due distinti principi per poter rendere intellegibili sia segnali in CW, cioè segnali caratterizzati dall'assenza di modulazione sul vettore portante a radiofrequenza, che segnali radio modulati in ampiezza (AM). Nel primo caso il segnale proveniente dall'antenna è applicato alla griglia-controllo tramite il blocco di sintonia, dove già si provvede ad una debolissima modulazione della corrente di placca, in uscita. Tramite la bobina secondaria, una porzione del medesimo segnale viene prelevata dal circuito sintonico e sovrapposta alla corrente di placca, già debolmente modulata dal precedente circuito di griglia-controllo, e quindi, tramite il circuito che passa attraverso l'impedenza di blocco, le cuffie ed il potenziometro, viene riportato in ingresso alla valvola tramite la griglia-schermo.

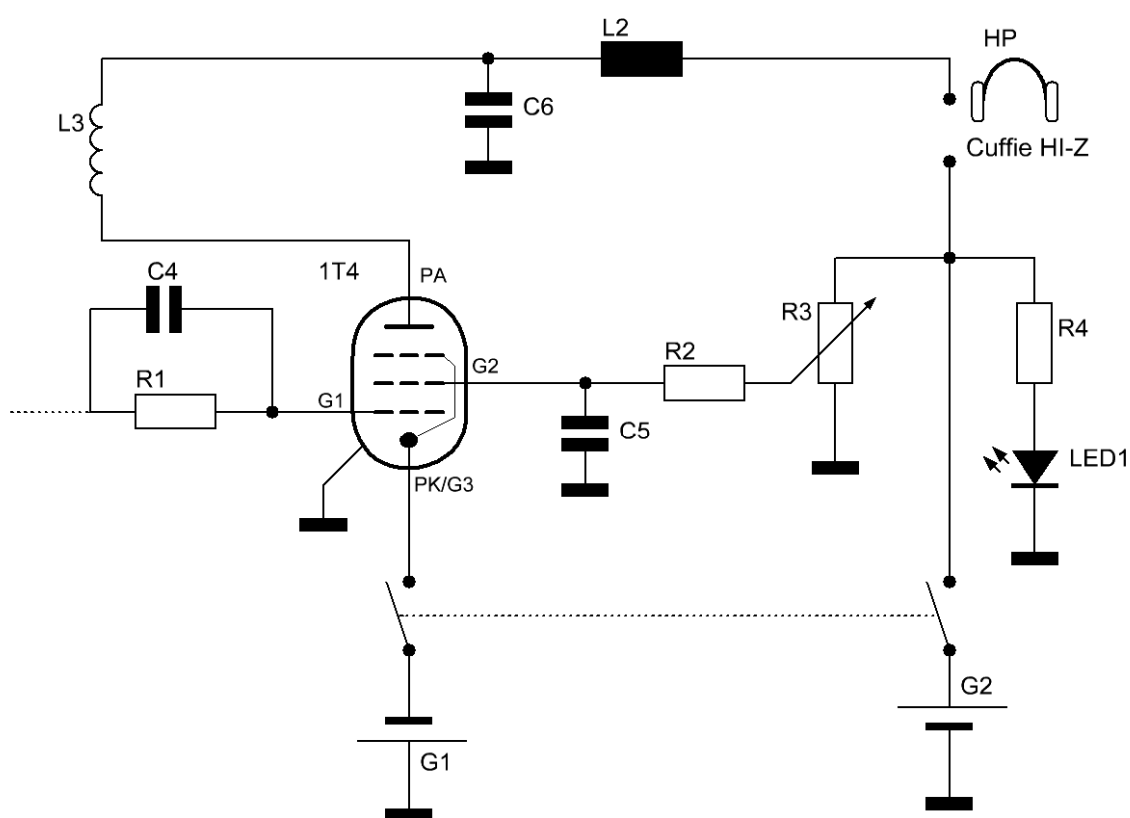



Figura 4: il blocco di rivelazione.

Questa sovrapposizione e rientro nella valvola del medesimo segnale dà luogo al fenomeno, appunto, di reazione, (caso molto lampante in audiofrequenza, quando un segnale emesso dall'altoparlante rientra in un microfono generando un fastidiosissimo e acutissimo fischio, chiamato effetto Larsen). Dosando opportunamente la percentuale di innesco della reazione, mediante il potenziometro, si riesce a sfruttare quello che normalmente è ritenuto un difetto circuitale (Lee De Forest) per effettuare una grossolana sintonia del segnale in rientro sulla valvola: probabilmente sfruttando le capacità interelettrodiche della stessa, si genera appunto quella sorta di eterodina di cui si parlava poc'anzi, che permette la ricezione di

segnali CW (si può notare questo fenomeno allorché, sintonizzando il ricevitore, ascoltiamo il "ticchettio" del CW passare dal soffio della RF ad una frequenza udibile). Nel caso dei segnali modulati in AM, fermo restando il passaggio del segnale radio dal circuito di sintonia a quello di reazione negli stessi canoni del punto precedente, relativo alla rivelazione dei segnali in CW, la regolazione del punto di innesco della reazione permette di sfruttare le caratteristiche di non linearità della valvola stessa, in modo da poter effettuare una rivelazione, con conseguente demodulazione, per caratteristica di diodo, come nei più canonici ricevitori a galena e diodo termoionico, garantendo però un livello maggiore di segnale disponibile alla cuffia. Quindi principalmente questo blocco è composto dal pentodo, con relativi condensatori e resistenze di filtro e fuga necessari per il funzionamento (figura 4).

Blocco di Audiofrequenza

Per poter rendere intellegibili i segnali rivelati dal tubo termoionico, si devono utilizzare delle cuffie ad alta impedenza. Questa loro caratteristica è indispensabile per potersi coniugare con l'alta impedenza posseduta dal segnale in uscita dalla valvola e, nel nostro caso, si aggira attorno ai 4KOhm. Per un eventuale ascolto in altoparlante si deve ricorrere all'ausilio di un trasformatore di impedenza, che provveda ad adattare l'alta impedenza della valvola con la bassa impedenza propria dell'altoparlante, in genere non più alta di qualche decina di Ohm. In questo caso particolare si è scelto di utilizzare la scheda audio del PC come amplificatore ad audiofrequenza, prelevando il segnale dall'uscita del ricevitore, tramite trasformatore d'impedenza: in questo modo si può provvedere a visualizzare sullo schermo del PC, mediante apposito software (VisualAnalyser, programma freeware del prof.Accattatis, dell'Università di Torvergata), le forme d'onda relative al segnale BF in ascolto, nel dominio del tempo e della frequenza.

Blocco di Alimentazione

Il blocco di alimentazione si divide a sua volta in due parti: il primo sotto-blocco alimenta la placca del pentodo, che, secondo i fogli tecnici, richiede una tensione di 54 Volt in continua. Questa tensione è ricavata da sei batterie da 9 Volt poste in serie, in maniera da avere la tensione totale richiesta. Tale tensione si poteva ottenere anche utilizzando un'alimentatore da laboratorio, ma la caratteristica della portabilità sarebbe venuta meno. Il secondo sotto-blocco, invece, alimenta il filamento della valvola, che sempre secondo i fogli tecnici, richiede una tensione di 1-1.5 Volt con una corrente attorno ai 4-5 mA e di polarità negativa rispetto al riferimento comune di massa; tale tensione è ricavata da due batterie stilo poste in parallelo, per aumentare la corrente erogata, con il negativo collegato al filamento, e il positivo collegato alla massa dei 54 Volt, che in questo caso è il telaio della radio. Lo schema elettrico completo è riportato in figura 5.

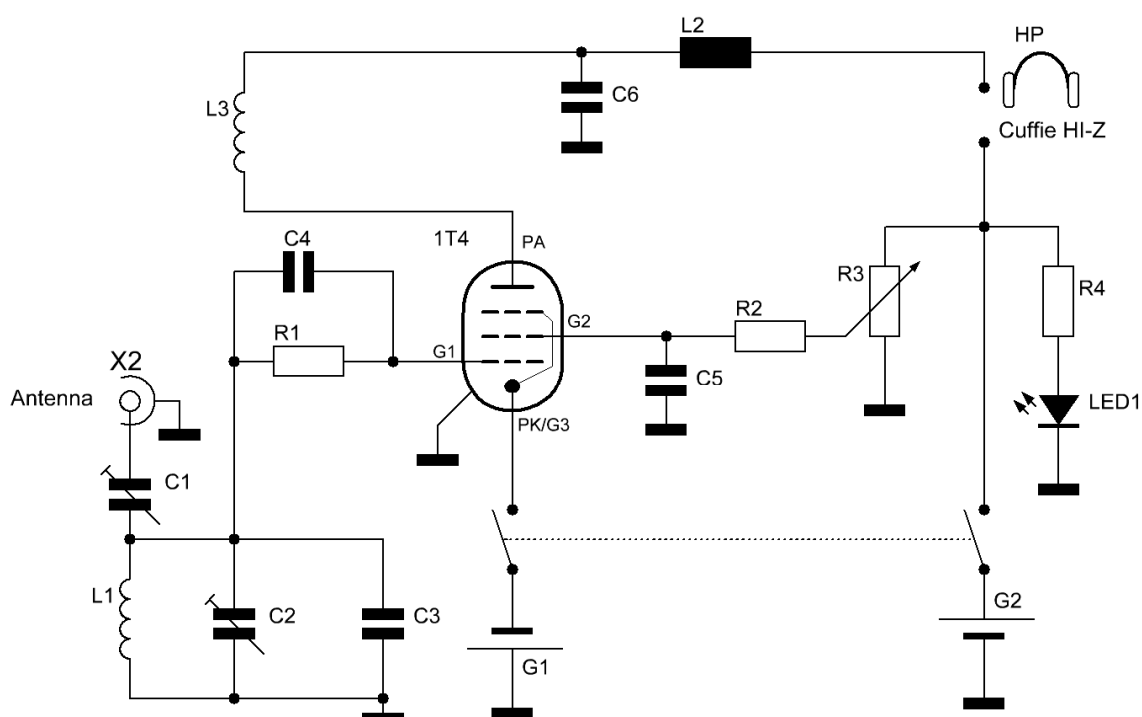



Figura 5: schema elettrico del radioricevitore

Il Funzionamento

Prima di accendere la radio collegare l'antenna al bocchettone (o alle boccole) posto nella parte posteriore della stessa (figura 6). Verificare il livello di carica del pacco-batterie di placca tramite tester, con selettore di fondo scala posizionato su un valore superiore ai 54 Volt, e se il valore è inferiore ai 40 Volt sostituire le batterie.

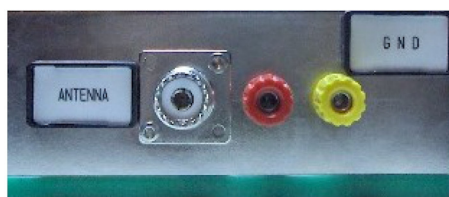



Figura 6: le boccole per la connnessione dell'antenna.

Verificare il livello di carica del pacco-batterie del filamento tramite tester, ripetere le stesse operazioni effettuate in precedenza con il tester, e se il valore è inferiore ad 1 Volt sostituirle con altre. Inserire la valvola nello zoccolo posizionato nella parte central (figura 7), la valvola è fatta in maniera tale che entri in un solo modo nello zoccolo.

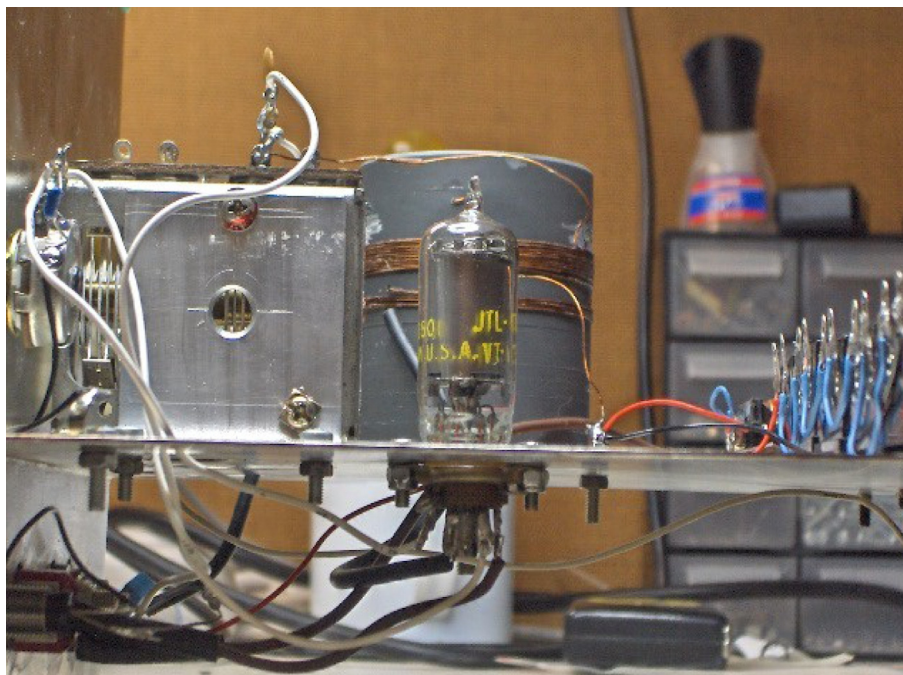



Figura 7: il posizionamento della valvola.

Inserire le cuffie nelle boccole presenti nella panello anteriore della radio. Una volta effettuati tutti i controlli di predisposizione, si può accendere la radi. E' possible che all'inizio non si senta niente, sé così accade spostare il potenziometro di reazione fino a sentire nelle cuffie un fischio, o soffio, che indica il fenomeno della reazione. Se oltre ai fruscii in cuffia non si sente nessun segnale apprezzabile, spostare il variabile di presintonia e sintonia contemporaneamente, fino a quando non si capta un segnale comprensibile, (gli spostamenti dei due variabili devono essere molto piccoli, perché piccoli spostamenti provocano apprezzabile variazioni di frequenze). Il segnale ricevuto di giorno è molto minore a quello ricevuto quando il sole tramonta: questa differenza è dovuta, principalmente, alla diversa propagazione delle onde che si ha tra il giorno e la notte.

Verifica strumentale

Vista la mancanza di riscontro diretto della frequenza sintonizzata, si è predisposto per un riscontro strumentale del funzionamento della radio, tramite la visualizzazione della frequenza di sintonia sullo schermo dell'analizzatore di spettro digitale. Questo è stato possibile poiché il ricevitore a reazione, per sua natura, è a conversione diretta, quindi oscilla sulla medesima frequenza di quella sintonizzata, emettendo segnali anche piuttosto robusti. Se questo fenomeno dell'emissione a radiofrequenza poteva non essere un grosso problema agli albori delle emissioni radio, col passare del tempo è sicuramente divenuto un problema sempre più pressante. Lo sviluppo delle radiotrasmissioni e le conseguenti radioaudizioni hanno sicuramente incominciato a risentire sempre più dell'inquinamento dello spettro a radiofrequenza, spingendo alla ricerca di soluzioni tecniche atte a contenere sempre più questo inquinamento. La figura 8 riporta lo spettro del segnale misurato con l'analizzatore.

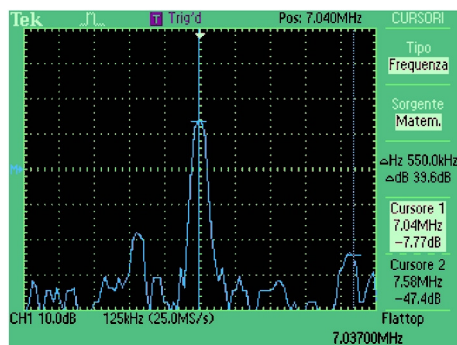



Figura 8: lo spettro del segnale rilevato dall'analizzatore.

Per approfondire

- Radiotecnica per radioamatori- Nerio Neri I4NE-C&C edizioni radioelettroniche-Faenza-1989
- The ARRL Handbook for radio communication-ARRL.Inc- Newington-2008
- Piccola storia dell'elettricità- Renato Luisa I2RD
- Storie e Storie di Radio- Piero Begali I2RTF-Sandit Libri-2004
- RadioSpecola- A.R.I. Brescia il mensile dei radioamatori bresciani
- RadioRivista- A.R.I. Milano il mensile dei radioamatori italiani
- Manuale di Elettronica e Telecomunicazioni- Giuseppe Biondo & Enrico Sacchi-Editore Ulrico Hoepli-Milano-2007

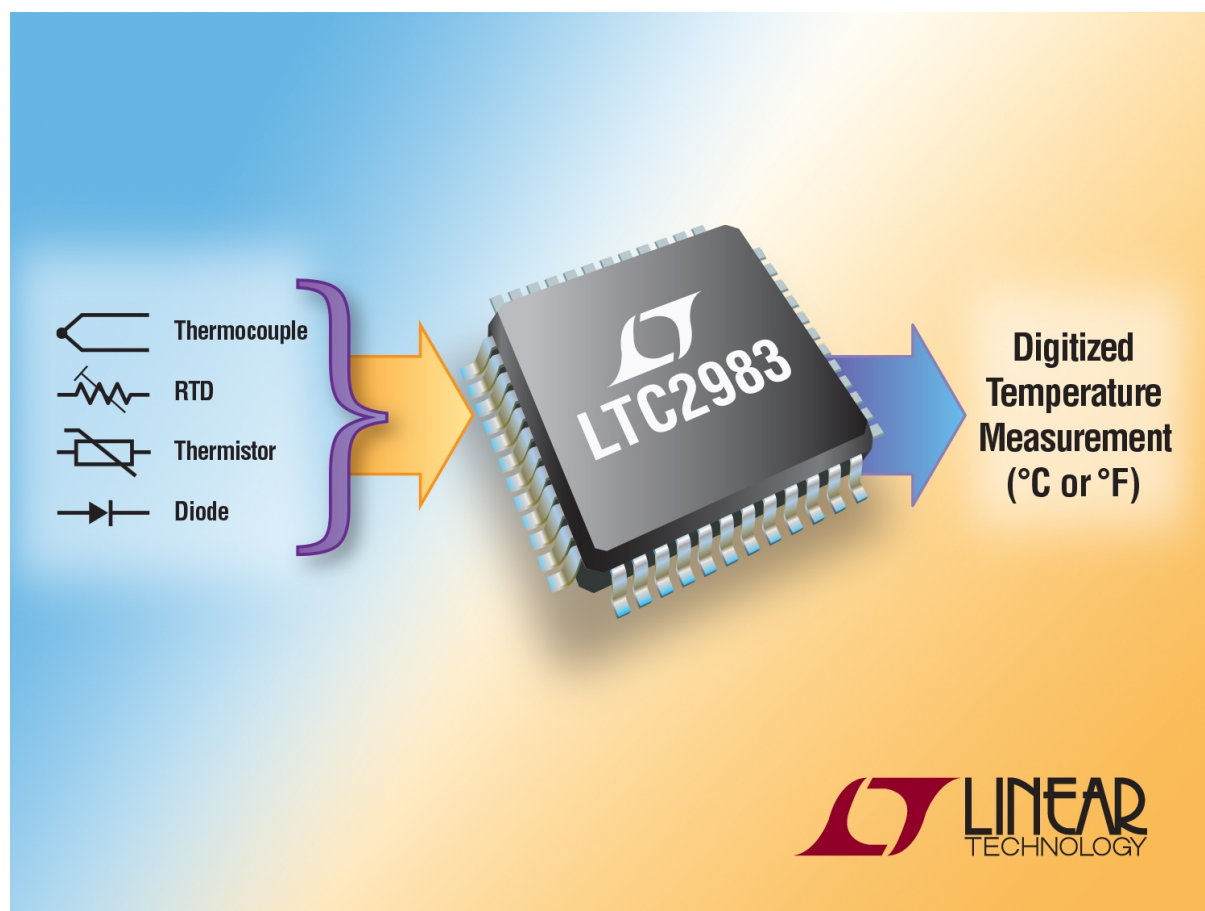
NEWS

Indagine sulla qualità dei droni da giardino

Iniziativa di Neumann Italia: «Le nuove generazioni dei robot rasaerba hanno superato paure e pregiudizi confermando l'affidabilità e la qualità del prodotto»

Con una media del 9, i robot da giardino sono stati promossi per affidabilità, qualità del taglio dell'erba e sicurezza. È questo il risultato di un'indagine che Neumann Italia - azienda del gruppo tedesco Neumann Robotics leader nell'automazione industriale e nello sviluppo di soluzioni innovative dedicate all'outdoor - ha condotto tra tutti i propri clienti per testare la qualità del prodotto attraverso quanti ne hanno avuto un contatto diretto.
«I robot rasaerba sono un articolo in forte crescita in questi anni, ma ancora molte perplessità sul loro reale funzionamento e sulla loro affidabilità persistono. Alcune di queste "paure" sono ingiustificate e frutto di pregiudizi: cani e bambini "convivono" senza problemi con il robot e le pendenze non rappresentano un problema», premette **Massimiliano Pez, general manager di Neumann Italia**. «L'evoluzione tecnologica ha inoltre portato al superamento di alcuni limiti operativi che caratterizzavano le prime generazioni di robot».
Neumann ha voluto monitorare la soddisfazione del cliente nell'ottica di puntare ad un costante miglioramento della qualità. A tutti i clienti è stato sottoposto un questionario che teneva in considerazione diversi parametri qualitativi di valutazione: dalla facilità d'uso alla qualità del taglio, dall'affidabilità della macchina all'installazione e all'assistenza post vendita. Ai clienti è stato chiesto di sintetizzare la loro valutazione esprimendo un voto da 1 (scarso) a 5 (elevato). La media totale

dei giudizi si è attestata a 4,4, confermando il miglioramento continuo dei prodotti e dei servizi erogati dal gruppo Neumann. Infatti si è passati da un voto di 3,9 nel 2012 al 4,1 dell'anno scorso fino al 4,4 del 2014 (frutto anche del lancio dei prodotti di ultima generazione). I clienti che hanno espresso piena soddisfazione sono in media il 45% del totale; un dato che per il 2014 vale il 55% del totale.
«Essere promossi con la media del 9, come si diceva a scuola, è un fatto che ci inorgoglisce - commenta il general manager di Neumann Italia -. Pensiamo che questo risultato positivo sia frutto del miglioramento continuo della tecnologia che viene impiegata nella nostra linea di prodotti, ma anche del miglioramento dei processi di acquisizione cliente, nelle consulenze che offriamo e nel servizio post-vendita che eroghiamo. Riteniamo che la crescita nella valutazione sia tra l'altro un dato ancora più importante se consideriamo il fatto che la clientela di questa tipologia di prodotti diventa sempre più competente e sofisticata».
Oggi il mercato dei droni da giardino è in costante crescita. Una ricerca americana ha registrato il raddoppio delle unità vendite in soli quattro anni, dal 2010 al 2013. Inoltre le previsioni per l'anno in corso confermano il trend, con una crescita di circa il 30%.
«Questa tendenza è frutto di almeno due fattori: innanzitutto c'è una minor disponibilità di tempo per accudire il proprio giardino. Questo porta a valutare con attenzione soluzioni automatizzate per interventi periodici come quello del taglio del prato», conclude Pez. «Secondo: è cresciuta l'attenzione che viene data al giardino: un prato ben curato è il primo benvenuto che viene dato a chi viene a trovarci».

Linearizzare sensori di temperatura con precisione 0,1°C

Linear Technology Corporation presenta l'LTC2983 un circuito integrato ad alte prestazioni per la misura digitale della temperatura che digitalizza direttamente RTD, termocoppie e diodi esterni con precisione di 0,1°C e risoluzione di 0,001°C. Un front end analogico a prestazioni elevate combina convertitori analogico-digitali con buffer, basso rumore e basso offset con i necessari circuiti di eccitazione e controllo per ciascun sensore. Le misure vengono eseguite sotto il controllo di un sistema digitale che combina tutti gli algoritmi e la linearizzazione richiesta per ciascuno. L'LTC2983 fornisce un'interfaccia multiplexata ad alta precisione virtualmente per ogni sensore. Misura con precisione segnali assoluti a livello di microvolt provenienti da termocoppie ed esegue misure della resistenza raziometrica di RTD e termistori, linearizza i risultati e li fornisce in °C o °F. Sono disponibili fino a 20 ingressi analogici e le misure digitalizzate possono essere fornite in gradi centigradi o Fahrenheit. L'interfaccia SPI funziona virtualmente con qualsiasi sistema digitale e un sistema di supporto software completo con menu a tendina che consentono la facile personalizzazione dell'LTC2983.
L'LTC2983, semplice ma ricco di funzionalità, si interfaccia con una vasta serie di sensori di temperatura, inclusi termocoppie tipo B, E, J, K, N, S, R, T, RTD a 2, 3 o 4 cavi, termistori da 2,25kΩ a 30kΩ e diodi di rilevamento della temperatura. L'LTC2983 funziona con sensori con riferimento a terra senza bisogno di

amplificatori, alimentatori negativi o circuiti di commutazione del livello. I segnali vengono digitalizzati simultaneamente con tre convertitori analogico-digitali $\Delta\sum$ a 24 bit ad alta precisione utilizzando un riferimento interno da 10ppm/°C. La compensazione automatica a giunzione fredda della termocoppia può essere eseguita utilizzando qualsiasi tipo di sensore esterno. Il chip include algoritmi di linearizzazione per tutti i più comuni tipi di sensore. I sensori personalizzati possono essere linearizzati con coefficienti specifici programmati sul chip. Le due sorgenti di corrente di eccitazione programmabili presentano l'inversione della corrente e un intervallo di corrente per migliorare la precisione e ridurre il rumore. Per garantire che le misure resistive siano accurate, l'inversione della corrente elimina gli effetti della termocoppia nel sensore resistivo. Il rilevamento guasti specifico del sensore avvisa l'utente in caso di cortocircuiti, circuiti aperti, sovratemperatura, sottotemperatura e l'overrange del convertitore analogico/digitale.
Disponibile sia nella versione commerciale che in quella industriale, l'LTC2983 supporta rispettivamente temperature operative da 0°C a 70°C e da -40°C a 85°C. Attualmente l'LTC2983 è offerto in un package LQFP-48 di 7 x 7mm conforme allo standard RoHS. I prezzi partono da $20,66/cad. per 1.000 pezzi. Per maggiori informazioni, visitare la pagina www.linear.com/product/LTC2983.

Riepilogo delle caratteristiche: LTC2983

- Digitalizza direttamente RTD, termocoppie, termistori e diodi
- Alimentazione singola da 2,85V a 5,25V
- 20 ingressi flessibili supportano più tipi di sensori
- Compensazione automatica del giunto freddo fredda della termocoppia
- Coefficienti standard e programmabili dall'utente per la linearizzazione di termocoppie, RTD e termistori
- Configurazioni RTD configurabili a 2, 3 e 4 cavi
- Misura tensioni negative delle termocoppie senza alimentazione negativa
- Rilevamento automatico di bruciatura, cortocircuito e guasto
- Ingressi con buffer consentono la protezione esterna e l'interfacciamento diretto con sensori resistivi
- Reiezione simultanea a 50Hz/60Hz
- Include riferimento di 10ppm/°C (max)
- Package LQFP a 48 conduttori, 7 x 7mm

Il primo MOSFET DTMOS-IV a supergiunzione da 800 V

Toshiba Electronics Europe presenta il primo MOSFET di potenza da 800 V basato sulla tecnologia a supergiunzione ad alta tensione DTMOS IV. Il modello TK17A80W è realizzato grazie al nuovissimo processo epitassiale singolo di Toshiba ed è l'ideale per apparecchiature che richiedono un'elevata affidabilità, efficienza energetica e un design compatto. Le applicazioni tipiche di questo nuove transistor comprendono alimentatori e adattatori, convertitori fly-back e impianti di illuminazione a LED. Rispetto ai processi multiepitassiali, la tecnologia a trincea profonda (Deep Trench) di Toshiba offre una minore resistenza di conduzione (RDS(ON)) alle alte temperature e ridotte perdite di spegnimento (EOSS) rispetto alle tecnologie delle precedenti generazioni. Grazie al minore aumento della RDS(ON) alle alte temperature e alla ridotta EOSS, si riescono a realizzare alimentatori più efficienti e sistemi elettronici di dimensioni più compatte.

La tecnologia DTMOS IV permette di ottenere commutazioni più veloci riducendo la capacità parassita tra gate e drain. La capacità CISS tipica per il circuito integrato TK17A80W è di soli 1450 pF (VDS = 300 V, f = 100 kHz). I valori massimi sono 800 VDSS, ±30 VGSS e una corrente di drain di 17 A. La RDS(ON) massima è di 0,3 Ohm.

La produzione di massa del circuito integrato TK17A80W in contenitore TO-220SIS interamente isolato avrà inizio nel quarto trimestre del 2014.

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

Hanno collaborato in questo numero:
Giovanni Di Maria, Alberto Trasimeni,
Massimiliano Miocchi.

Direzione Redazione
INWARE srl
Via Giotto, 7 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 -Fax 02.42101817
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it

Redazione:
fe@inwaredizioni.it

Pubblicitá per l'Italia
Agostino Simone
Tel. 347 2230684
media@inwaredizioni.it

Europe and Americas
Elisabetta Rossi
Tel. +39 328 3245956
international@inwaredizioni.it

Asia
Cybermedia Communications Inc.
asia@inwaredizioni.it

Rest of the world
Inware Edizioni srl
Tel. +39 02 66504794
info@inwaredizioni.it

Ufficio Abbonamenti
INWARE srl
Via Giotto, 7 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione
o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504794 - Fax 02. 42101817
L'ufficio abbonamenti è disponibile
telefonicamente dal lunedì al venerdì
dalle 14,30 alle 17,30.

Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003